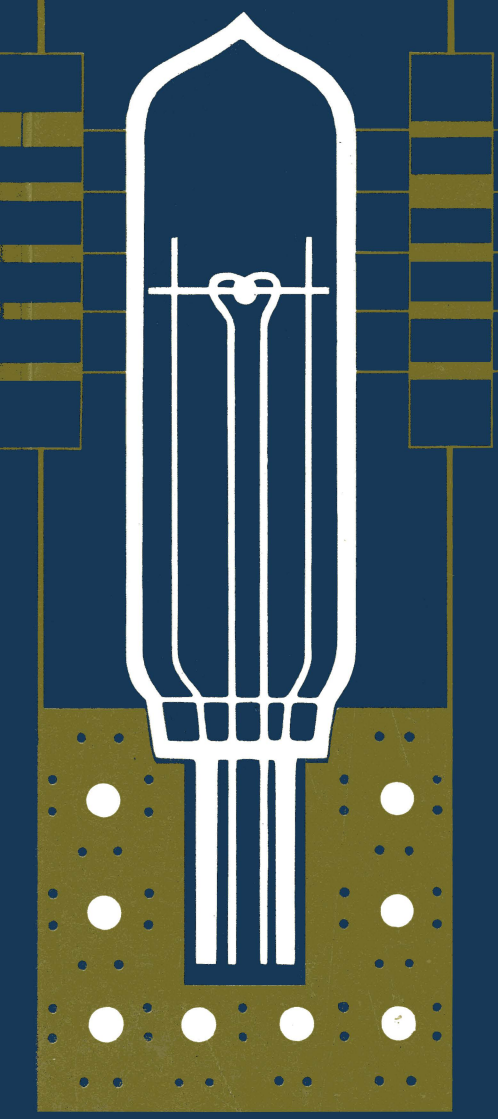
Préparation
au baccalauréat
de technicien
en électronique

ÉLECTRONIQUE

TOME 1



A. SIREDEY

DUNOD

ÉLECTRONIQUE

PAR

A. SIREDEY
Ancien Elève de l'E.N.S.E.T.
Professeur au Lycée technique d'Etat de Reims

TOME 1

DEUXIÈME ÉDITION

Préparation au Baccalauréat de Technicien en électronique

DUNOD
PARIS
1968

L 4 a

© DUNOD 1968

Toute reproduction, même partielle, de cet ouvrage est interdite. Une copie ou reproduction par quelque procédé que ce soit, photographie, microfilm, bande magnétique, disque ou autre, constitue une contrefaçon passible des peines prévues par la loi du 11 mars 1957 sur la protection des droits d'auteur.

AVERTISSEMENT

Ce livre est le premier tome d'un ouvrage destiné à la préparation au nouveau baccalauréat de Technicien en électronique ; il s'adresse donc particulièrement aux élèves des classes de première et terminale B.Tn des sections d'électronique des Lycées techniques. Il respecte le programme fixé par l'annexe II de l'arrêté du 31 juillet 1967 (B. O. Education Nationale n° 32 du 31.7.67).

Nous nous sommes efforcé d'employer le plus souvent possible une méthode expérimentale, permettant de faire découvrir les phénomènes par les élèves avant de passer à l'interprétation. Il pourrait même être recommandé de faire traiter les parties expérimentales des leçons par les élèves eux-mêmes, en laboratoire ; ces études figurent d'ailleurs au programme de mesures.

Nous avons jugé nécessaire de consacrer les deux premiers chapitres à donner des notions d'électrostatique et de chimie, qui nous paraissent indispensables à une bonne compréhension de la suite du cours.

Nous avons aussi cru utile de consacrer un chapitre à l'oscillographe : la pratique nous a en effet montré que les élèves manipulent souvent cet appareil sans en avoir bien assimilé les principes élémentaires de fonctionnement et d'emploi ; de plus son étude figure au programme de mesures.

Les chapitres marqués d'un astérisque relèvent plus particulièrement du programme d'électronique appliquée. Les parties imprimées en petits caractères constituent des compléments, d'intérêt secondaire ou situés à la limite du programme.

Chaque chapitre est suivi d'une série d'exercices au choix desquels nous avons apporté le plus grand soin. Ils constituent un complément fondamental du cours ; ils ont pour buts de contrôler l'assimilation des connaissances, d'approfondir l'étude de certaines questions, ou de préparer l'acquisition de nouvelles notions.

Nous nous sommes conformé aux normes de l'AFNOR, notamment à la norme NF C01-007 : Vocabulaire électrotechnique (groupe électronique). Pour les semiconducteurs nous avons appliqué les spécifications syndicales SITELESC, n^{os} 313 et 314 de janvier 1961.

Nous remercions bien vivement M. CROZE, qui a eu la lourde tâche de la confection des figures, ainsi que MM. BERGÉ et PELTRIAUX, et nous exprimons notre reconnaissance à tous nos collègues qui ont bien voulu nous faire part de leurs critiques et de leurs suggestions.

A. S.

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE 1. — Notions d'électrostatique : Grandeurs fondamentales.

I. — *Charges électriques* 1

1.1 Etude qualitative 1
1.2 Notion quantitative de charge 2
1.3 Loi de Coulomb 2
1.4 Permittivité 3

II. — *Champ électrique* 4

1.5 Vecteur champ électrique 4
1.6 Champ créé par une charge ponctuelle unique 5
1.7 Ligne de champ 6

III. — *Potentiel électrique* 6

1.8 Travail élémentaire d'une force électrostatique 6
1.9 Potentiel créé par une charge ponctuelle unique 7
1.10 Potentiel créé par un ensemble de charges ponctuelles 9
1.11 Surface équipotentielle 10
1.12 Relation entre le champ et le potentiel 10

Exercices 11

CHAPITRE 2. — Constitution de la matière.

2.1 Structure discontinue de l'électricité : la charge élémentaire 14
2.2 Structure discontinue de la matière : l'atome 15
2.3 Structure de l'atome 15
2.4 Répartition des électrons 16
2.5 Excitation. Ionisation 17
2.6 Liaisons interatomiques 19
2.7 Edifices moléculaires 20
2.8 Edifices cristallins 20

Exercices 21

CHAPITRE 3. — Conducteurs. Isolants. Semi-conducteurs.

I. — *Conducteurs* 25

3.1 Mécanisme de la conduction dans un métal 25
3.2 Intensité du courant électrique 26
3.3 Mobilité et conductivité 27
3.4 Influence de la température 28

II. — *Isolants* 29

3.5 Isolants 29

III. — *Semi-conducteurs intrinsèques* 29

3.6 Première définition des semi-conducteurs 29
3.7 Conductibilité intrinsèque 30
3.8 Résistivité 33
3.9 Influence de la température sur la conductibilité intrinsèque 34

IV. — *Semi-conducteurs extrinsèques* 35

3.10 Semi-conducteurs extrinsèques du type *N* 35
3.11 Semi-conducteurs extrinsèques du type *P* 37
3.12 Relation entre les densités en porteurs libres 38
3.13 Résistivité d'un semi-conducteur extrinsèque 38
3.14 Influence de la température sur la conductibilité extrinsèque 39
3.15 Durée de vie et longueur de diffusion 40
3.16 Notions sur l'obtention des semi-conducteurs 41

Exercices 44

CHAPITRE 4. — Varistances.

I. — *Thermistances* 46

4.1 Définition 46
4.2 Constitution 47
4.3 Loi de variation de la résistivité en fonction de la température 47
4.4 Caractéristique tension-courant 49
4.5 Application des thermistances 50
4.6 Résistances à coefficient de température positif 52

II. — *Résistances non linéaires* 54

4.7 Définition 54
4.8 Constitution 54
4.9 Caractéristique tension-courant 54
4.10 Influence de la température 55
4.11 Applications des RNL 56

Exercices 56

CHAPITRE 5. — Conventions de signes.

5.1 Intensité du courant 60
5.2 Différence de potentiel 61
5.3 Relation entre tension et courant pour un élément de circuit 63

CHAPITRE 6. — Diode à vide. Emission thermo-électronique.

I. — *Etude expérimentale d'une diode* 67

6.1 Constitution 67
6.2 Expériences 68
6.3 Caractéristiques statiques de diode 69
6.4 Résistance interne 71

II. — *Emission thermo-électronique* 72

6.5 Un métal porté à température élevée émet des électrons 72
6.6 Mécanisme de la conduction dans la diode 73
6.7 Régime de saturation et pouvoir émissif 74
6.8 Loi de l'émission thermo-électronique 74
6.9 Les cathodes thermo-électroniques 75
6.10 Effet de grenaille 77

III. — *Régime de charge d'espace* 77

6.11 Rôle de la charge d'espace 77
6.12 Loi de Child et Langmuir 78

IV. — *Utilisation des diodes* 78

6.13 Limites d'utilisation 78
6.14 Principales applications. Différents types de diodes 79

Exercices 81

CHAPITRE 7. — Triode.

7.1 Constitution 84
7.2 Etude expérimentale 85
7.3 Interprétation physique du rôle de la grille 87
7.4 Fonctionnement avec grille positive 88
7.5 Fonctionnement avec grille en l'air 89
7.6 Capacités interélectrodes 89

CHAPITRE 8. — Triode : caractéristiques statiques. Paramètres fondamentaux.

8.1 Montage expérimental 91
8.2 Réseau des caractéristiques d'anode 91
8.3 Résistance interne 93
8.4 Réseau des caractéristiques de grille 95
8.5 Pente (ou transconductance grille-anode) 97
8.6 Facteur d'amplification 98
8.7 Relation entre les trois paramètres fondamentaux 99
8.8 Equation caractéristique dite « des petites amplitudes » 100
8.9 Réseau idéalisé 101
8.10 Différents types de triodes 101
8.11 Limitations des triodes 102

Exercices 105

CHAPITRE 9. — Triode : fonctionnement en charge en régime continu.

9.1 Relation entre la tension et le courant anodiques 108
9.2 Droite de charge 109
9.3 Caractéristique de grille en charge 110
9.4 Pente en charge 113
9.5 Influence de la tension d'alimentation et de la charge 114
9.6 Détermination de la position du point de fonctionnement 115

Exercices 116

CHAPITRE 10. — Tétrode. Emission secondaire.

I. — *Tétrode* 121

10.1 Ecran électrostatique..... 121
10.2 Constitution d'une tétrode..... 122
10.3 But de la grille écran..... 122
10.4 Rôles des différentes électrodes..... 123
10.5 Caractéristiques statiques d'anode..... 124

II. — *Emission secondaire. Effet dynatron* 127

10.6 Phénomènes d'émission secondaire..... 127
10.7 Taux d'émission secondaire d'une surface..... 127
10.8 Manifestations de l'émission secondaire..... 128
10.9 Effet dynatron de la tétrode 129
10.10 Tétrode à faisceaux dirigés..... 130

Exercices 132

CHAPITRE 11. — Pentode.

11.1 Constitution..... 134
11.2 La grille d'arrêt..... 135
11.3 Rôles des différentes électrodes..... 137
11.4 Caractéristiques statiques d'anode..... 138
11.5 Caractéristiques statiques de transfert grille-plaque..... 140
11.6 Les paramètres fondamentaux..... 142
11.7 Equation des petits accroissements 143
11.8 Fonctionnement en charge en régime continu..... 144
11.9 Pente dynamique..... 146
11.10 Différents types de pentodes..... 147
11.11 Pentodes à pente variable..... 147
11.12 Transformations d'une pentode..... 148

Exercices 149

CHAPITRE 12. — Action des champs électriques et magnétiques sur les électrons.

I. — *Action d'un champ électrique*..... 153

12.1 Force exercée sur un électron par un champ électrique..... 153
12.2 Mouvement d'un électron dans un champ électrique parallèle à la direction du déplacement 153
12.3 Mouvement d'un électron dans un champ normal à la direction du déplacement 155

II. — *Action d'un champ magnétique*..... 157

12.4 Rappel : Loi de Laplace..... 157
12.5 Force exercée sur un électron..... 157
12.6 Mouvement d'un électron dans un champ magnétique..... 158

III. — *Notion de lentilles électrostatiques et magnétiques*..... 160

12.7 Lentilles électrostatiques..... 160
12.8 Lentilles magnétiques..... 160

Exercices 161

CHAPITRE 13. — Tube cathodique.

13.1 Constitution du tube 163
13.2 Description du canon 164
13.3 Trajectoires électroniques 165
13.4 Réglages de concentration et d'intensité 166
13.5 Ecran fluorescent 167
13.6 Alimentation du tube 168
13.7 Caractéristiques statiques 168
13.8 Déviation du faisceau électronique 169
13.9 Connexions des plaques de déviation 171

Exercices 173

CHAPITRE 14. — Oscillographe cathodique.

14.1 Constitution 177
14.2 Balayage linéaire 179
14.3 Stabilité de l'oscillogramme 182
14.4 Retour du spot 183
14.5 Figures de Lissajous 184
14.6 Mesure des déphasages 184
14.7 Comparaison de fréquences 187
14.8 Oscillographes bicourbes 189

Exercices 191

CHAPITRE 15. — Jonction *PN*.

15.1 Définition 194
15.2 Jonction *PN* en circuit ouvert 194
15.3 Jonction *PN* en circuit fermé 197
15.4 Caractéristique courant-tension d'une jonction *PN* 199
15.5 Influence de la température 199
15.6 Claquage d'une jonction 200
15.7 Capacités d'une jonction 201

Exercices 202

CHAPITRE 16. — Diodes à semi-conducteurs.

I. — *Diode à jonction* 204

16.1 Fabrication 204
16.2 Caractéristique courant-tension 205
16.3 Application au redressement 207
16.4 Limitations de fonctionnement ; performances 208
16.5 Diodes Zener 209

II. — *Diode à pointe* 212

16.6 Constitution 212
16.7 Propriétés. Comparaison avec les diodes jonction 212
16.8 Diodes à cristal et diodes à vide 214

III. — *Contact métal-semi-conducteur. Redresseurs secs* 214

16.9 Contact métal-semiconducteur 214
16.10 Constitution des redresseurs secs 215
16.11 Propriétés. Applications 215

Exercices 218

CHAPITRE 17. — Transistor. L'effet transistor.

I. — *Généralités* 224

17.1 Constitution d'un transistor 224
17.2 Représentations symboliques 226
17.3 Principes de fabrication 227
17.4 Transistor en circuit ouvert 229
17.5 Les courants résiduels 230

II. — *L'effet transistor* 232

17.6 Etude expérimentale 232
17.7 Intérêt de l'effet transistor 235
17.8 Interprétation physique de l'effet transistor 235
17.9 Transfert de courant entre base et collecteur 237
17.10 Transfert de courant entre émetteur et collecteur 238
17.11 Relations entre les courants 239

III. — *Les quatre régimes de fonctionnement* 242

17.12 Blocage du transistor. Inversion du courant de base 242
17.13 Inversion de la tension collecteur-base : saturation du transistor 243
17.14 Transistor inversé 244

IV. — *Limites d'utilisation. Classification* 246

17.15 Limitations de fonctionnement 246
17.16 Comparaison entre tube à vide et transistor 248
17.17 Classification des transistors 248

Exercices 251

CHAPITRE 18. — Transistor : Réseaux de caractéristiques. Paramètres.

I. — *Réseau de caractéristiques de sortie $I_C(V_{CE})$ paramètre I_B* 257

18.1 Relevé expérimental 257
18.2 Analyse du réseau 259
18.3 Domaine des faibles tensions V_{CE} : saturation 259
18.4 Domaine des fortes tensions V_{CE} : claquage 261
18.5 Hyperbole de dissipation maximale 263
18.6 Résistance de sortie (résistance interne) 263

II. — *Réseau des caractéristiques de transfert en courant* 265

18.7 Caractéristiques $I_C(I_B)$ paramètre V_{CE} 265
18.8 Rapport de transfert en courant 266

III. — *Réseaux* $V_{BE} = f(I_B, V_{CE})$ 267

18.9 Caractéristique d'entrée $V_{BE}(I_B)$ 267
18.10 Influence de la tension de sortie sur la caractéristique d'entrée : réaction interne. 268
18.11 Résistance d'entrée 269
18.12 Caractéristiques de transfert en tension 270

IV. — *Pente. Equations aux petits accroissements* 271

18.13 Pente 271
18.14 Equations aux petits accroissements 272

Documentation 273

Exercices 281

CHAPITRE 19. — Transistor : fonctionnement en charge en régime continu.

19.1 Relation entre la tension et le courant du collecteur 287
19.2 Droite de charge dans le réseau de sortie 288
19.3 Caractéristique en charge dans le deuxième quadrant 289
19.4 Détermination du point de repos 290

Exercices 293

CHAPITRE 20. — Amplification par triode et par pentode.

I. — *Triode* 297

20.1 Etude expérimentale 297
20.2 Point de repos 298
20.3 Etude graphique 299
20.4 Etude analytique 303
20.5 Circuits équivalents à la triode 305
20.6 Amplification en tension 306
20.7 Bilan des puissances 309
20.8 Impédance de charge réactive 310

II. — *Pentode* 311

20.9 Montage cathode commune 311
20.10 Amplification 312
20.11 Charge constituée par un transformateur 313

Exercices 314

CHAPITRE 21. — Amplification par transistor.

21.1 Etude expérimentale 321
21.2 Symboles littéraux 322
21.3 Commandes par courant, par tension, mixte 323
21.4 Etude graphique 325

21.5 Etude analytique (signaux de petite amplitude) 328
21.6 Paramètres hybrides 329
21.7 Circuits équivalents au montage émetteur commun 331
21.8 Amplifications en courant, en tension, en puissance 333
21.9 Bilan des puissances 336

Exercices 337

Problèmes d'examens 345

CHAPITRE 1

NOTIONS D'ÉLECTROSTATIQUE : GRANDEURS FONDAMENTALES

I. CHARGES ÉLECTRIQUES

1.1 ÉTUDE QUALITATIVE.

Expérience. — Réalisons deux pendules constitués par une boule de papier d'aluminium suspendue à un fil de nylon. Frottons avec un chiffon de laine une baguette de verre V (telle qu'un agitateur utilisé en chimie) et une baguette de matière plastique P (corps de stylo à bille ou règle) ; avec la première touchons la boule B, avec la seconde la boule B' (fig. 1-1). Plaçons ensuite la baguette de verre entre les deux pendules : elle repousse B et attire B' (fig. 1-2) ; la baguette de plastique, au contraire, attire B et repousse B' (fig. 1-3).

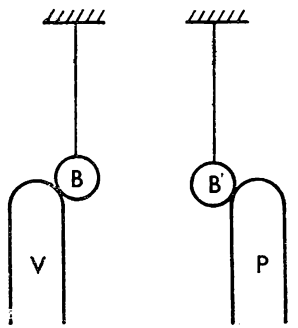


FIG. 1-1

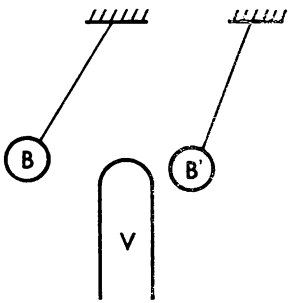


FIG. 1-2

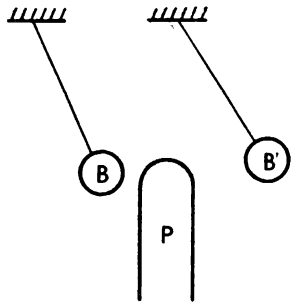


FIG. 1-3

Interprétation.

— Le frottement est susceptible d'*électriser* les corps.

— Il existe deux sortes d'*électricités*, appelées **électricité positive** (celle prise par le verre) et **électricité négative** (celle prise par le plastique).

— **Deux électricités de même signe se repoussent.**

— **Deux électricités de signes contraires s'attirent.**

Conducteurs et isolants. — Le verre et le plastique sont des *isolants*, car l'électricité y reste localisée au point où elle a été produite. A l'opposé, il existe toute une catégorie de corps à l'intérieur desquels l'électricité peut se répandre librement : ce sont les *conducteurs* ; parmi ceux-ci on trouve notamment les métaux.

1.2 NOTION QUANTITATIVE DE CHARGE.

Nous venons de voir que le frottement « électrise » les corps : on dit que les corps acquièrent des « charges électriques ». C'est encore une notion purement qualitative ; il nous reste à *mesurer* ces charges.

Rapport de deux charges électriques. — *Une grandeur physique est mesurable si l'on peut définir le rapport de deux grandeurs de cette espèce.* Comme l'électricité au repos se manifeste seulement par des forces d'attraction ou de répulsion, nous allons nous servir de ces forces pour mesurer les charges électriques.

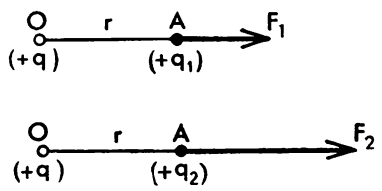


FIG. 1-4

Imaginons une charge *ponctuelle* q, c'est-à-dire un corpuscule électrisé de dimensions linéaires négligeables, placée en O (fig. 1-4) ; nous la supposerons positive. Dans des expériences successives, plaçons en A, à une distance invariable r, des charges positives ponctuelles q_1, q_2, etc., que nous nous proposons de comparer entre elles. La charge q les repousse avec des forces respectivement égales à F_1, F_2, etc.

Par définition, nous admettrons que les charges sont proportionnelles aux forces :

$$\frac{q_1}{F_1} = \frac{q_2}{F_2}, \quad \text{d'où} \quad \frac{q_1}{q_2} = \frac{F_1}{F_2}.$$

Nous avons ainsi réussi à définir le rapport de deux charges.

Exemple. — Si l'on constate expérimentalement que $F_2 = 2\,F_1$, nous poserons que $q_2 = 2\,q_1$.

Remarque. — Le rapport $\frac{q_2}{q_1}$ est indépendant de la charge repère q et de la distance r.

Unité de charge électrique. — Dans le système S. I., l'unité de quantité d'électricité est le *coulomb* (symbole C).

1.3 LOI DE COULOMB (Coulomb, physicien français ; 1736-1806).

A l'aide d'un appareil appelé *balance de torsion*, Coulomb établit que : **La force s'exerçant entre deux charges électriques ponctuelles est inversement proportionnelle au carré de leur distance.**

Formule de Coulomb. — Considérons deux charges *ponctuelles* q et q' placées en des points A et A', à la distance r l'une de l'autre. Suivant leurs signes, elles exercent l'une sur l'autre des forces de répulsion ou d'attraction F et F' (fig. 1-5).

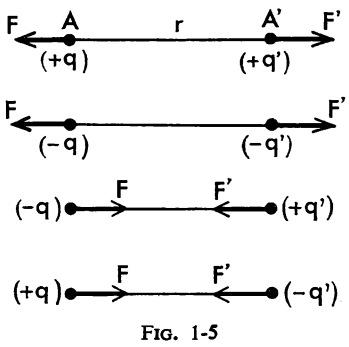


FIG. 1-5

F Force exercée *par* la charge q' *sur* la charge q.
F' Force exercée *par* la charge q *sur* la charge q'.

a) D'après le principe de l'action et de la réaction, **ces deux forces sont directement opposées et de même intensité, ce qui entraîne que leur ligne d'action est obligatoirement la droite AA'.**

$$F' = -F \quad \text{(en module : } F' = F\text{)}.$$

b) Par définition même de la charge électrique (1-2) :

F est proportionnelle à q,
F' est proportionnelle à q'.

Comme $F = F'$, nous en déduisons que *chacune des forces F et F' est proportionnelle au produit qq'.*

c) D'après la loi de Coulomb, F et F' sont inversement proportionnelles à r^2.

L'ensemble de ces résultats se traduit par la formule :

$$\boxed{F = F' = k\frac{qq'}{r^2}}.$$

(k = coefficient de proportionnalité).

Cette formule fondamentale est à la base de toute l'électrostatique.

Attention *: Cette formule ne peut être employée que dans le cas de charges ponctuelles.*

1.4 PERMITTIVITÉ.

Le coefficient de proportionnalité k de la formule de Coulomb a une valeur qui dépend :

— du système d'unités choisi,
— du milieu qui baigne les charges.

Permittivité du vide. — Lorsque ce milieu est le vide, et dans le système d'unités S. I., la valeur du coefficient est

$$\boxed{k = 9 \times 10^9 \text{ unités S. I.}}.$$

D'où l'expression de la formule de Coulomb dans le système S. I. :

$$F(\mathrm{N}) = 9 \times 10^9 \frac{q(\mathrm{C})\, q'(\mathrm{C})}{r^2\,(\mathrm{m}^2)}.$$

On pose généralement

$$k = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0};$$

ε_0 s'appelle *permittivité du vide* dans le système S. I. rationalisé. Sa valeur est :

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{4\pi k} = \frac{1}{36\pi \times 10^9} = 8{,}85 \times 10^{-12} \text{ unités S. I.}$$

La permittivité ε_0 porte encore les noms de *pouvoir inducteur spécifique* du vide et de *constante diélectrique* du vide.

Permittivité d'un milieu quelconque. — Si le milieu n'est pas le vide, la valeur du coefficient k change ; elle devient

$$k = \frac{1}{4\pi\varepsilon}.$$

ε *est la permittivité absolue du milieu considéré.*

Le rapport $\varepsilon_r = \dfrac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$ s'appelle *permittivité relative* du milieu par rapport au vide ; c'est un nombre sans dimension et toujours supérieur à l'unité.

Pour l'air sec, on a $\varepsilon_r \approx 1$. Conséquence : *Les résultats obtenus dans le vide restent pratiquement applicables dans l'air.*

Le coulomb est une unité très grande. — Considérons en effet deux charges ponctuelles de 1 C placées à une distance $r = 1$ m dans le vide ou dans l'air ; la force correspondante, donnée par la formule de Coulomb, est $F = 9 \times 10^9$ N, soit environ le poids d'une masse de 900 000 tonnes ! Aussi emploie-t-on plus souvent le *microcoulomb* : $1\ \mu\mathrm{C} = 10^{-6}$ C.

II. CHAMP ÉLECTRIQUE

1.5 VECTEUR CHAMP ÉLECTRIQUE.

Définition. — Considérons un ensemble de charges q_1, q_2, q_3, etc. disposées *dans le vide*, et une charge q placée en un point M quelconque. Cette charge q est soumise à une force F, résultante des forces exercées par chacune des charges q_1, q_2, q_3, etc. (fig. 1-6). Pour une distribution donnée des charges q_1, q_2, q_3, etc., la force F dépend de deux facteurs :

— La position du point M dans l'espace.

— La valeur de la charge q placée en M.

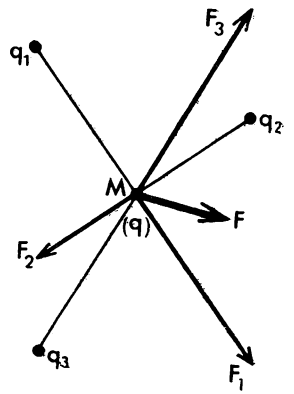


FIG. 1-6

Mais par définition même de la charge électrique, F est proportionnelle à q (1.2) ; nous pouvons donc mettre la force sous la forme $F = qE$, le facteur E ne dépendant plus que de la position du point M.

Vectoriellement :

$$\boxed{\boldsymbol{F} = q\boldsymbol{E}} \ .$$

Le vecteur $\boldsymbol{E}$ ainsi défini est le *vecteur champ électrique en M.*

Si la charge q est positive, les vecteurs $\boldsymbol{F}$ et $\boldsymbol{E}$ sont de même sens ; ils sont de sens contraires si la charge q est négative (fig. 1-7).

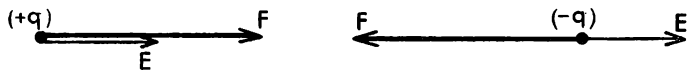


FIG. 1-7

***Remarque fondamentale :* Le champ électrique en M est indépendant de la charge q placée en M. On peut parfaitement définir un vecteur champ électrique en un point où il n'y a pas de charge :** il suffit d'y placer une charge fictive.

Unité de champ électrique. — La relation $E = \dfrac{F}{q}$ nous conduit à la définition provisoire suivante :

L'unité S. I. *de champ est l'intensité du champ électrique en un point tel qu'une charge de* 1 C *y est soumise à une force de* 1 N.

Cette unité s'appelle le *volt par mètre* (symbole V/m).

1.6 CHAMP CRÉÉ PAR UNE CHARGE PONCTUELLE UNIQUE.

Envisageons le cas particulièrement simple où la distribution de charges se réduit à une charge unique q_1. La force qui s'exerce sur une charge q placée en M à la distance r (fig. 1-8*a*) est donnée par la formule de Coulomb :

$$F = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0}\,\frac{q_1\,q}{r^2} \ .$$

FIG. 1-8 *a* FIG. 1-8 *b*

D'où le champ électrique en M (fig. 1-8*b*) :

$$\boxed{E = \frac{F}{q} = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0}\,\frac{q_1}{r^2}} \ .$$

E en V/m
q_1 en C
r en m

Champ créé par un ensemble de charges ponctuelles. — La relation de définition $E = \frac{F}{q}$ entraîne que **le champ en M dû à un ensemble de charges ponctuelles q_1, q_2, q_3, etc. s'obtient en composant les vecteurs champs E_1, E_2, E_3, etc. dus à chacune des charges.**

1.7 LIGNE DE CHAMP.

Définition. — *On appelle ligne de champ une courbe telle qu'en chacun de ses points le vecteur champ est porté par la tangente en ce point* (fig. 1-9).

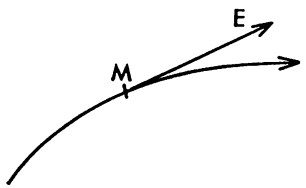


FIG. 1-9

Les lignes de champ sont conventionnellement orientées dans le sens du champ.

Deux lignes de champ ne peuvent se couper, à moins que le champ au point d'intersection soit nul.

Champ uniforme. — *Le champ est dit uniforme dans une région de l'espace si les vecteurs champs sont équipollents en tous les points de cette région.* Les lignes de champ sont alors des droites parallèles.

III. POTENTIEL ÉLECTRIQUE

1.8 TRAVAIL ÉLÉMENTAIRE D'UNE FORCE ÉLECTROSTATIQUE.

Nous nous plaçons toujours dans le vide, et nous n'envisageons dans ce paragraphe que le cas très simple où la distribution des charges se réduit à une charge unique q_1 en O.

En un point M, situé à la distance r de O, règne un champ électrique

$$E = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0}\frac{q_1}{r^2}. \qquad (1.6)$$

Une charge q placée en M est soumise à une force

$$F = qE = q\left(\frac{1}{4\pi\varepsilon_0}\frac{q_1}{r^2}\right).$$

Faisons subir à cette charge ponctuelle un déplacement infiniment petit MM' (fig. 1-10), et calculons le travail élémentaire accompli par la force F au cours de ce déplacement.

Ce travail est :

$$dW = F.MM' \cos \alpha = F.MH.$$

La figure 1-10 montre que l'on peut confondre les points H et K avec une approximation d'autant meilleure que le déplacement MM' est plus petit, d'où :

$$MH \approx MK = OK - OM = OM' - OM = dr.$$

Et l'expression du travail élémentaire devient :

$$d\,W = q \left(\frac{1}{4\,\pi\varepsilon_0} \frac{q_1}{r^2}\, dr \right).$$

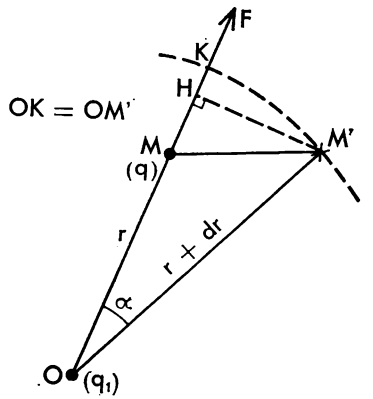


FIG. 1-10

1.9 POTENTIEL CRÉÉ PAR UNE CHARGE PONCTUELLE UNIQUE.

Définition. — Introduisons la fonction V de la variable r définie par

$$\boxed{V = \frac{1}{4\,\pi\varepsilon_0} \frac{q_1}{r}}.$$

Cette fonction s'appelle *fonction potentiel.*

Pour une charge q_1 donnée, sa valeur ne dépend que de la distance r du point M à la charge q_1 :

La valeur de la fonction potentiel ne dépend que de la position du point M où on la calcule.

Travail et potentiel. — Calculons l'accroissement *algébrique* dV de la fonction potentiel correspondant à un accroissement dr de la variable.

$$dV = V(r + dr) - V(r) = \frac{1}{4\,\pi\varepsilon_0} \frac{q_1}{r + dr} - \frac{1}{4\,\pi\varepsilon_0} \frac{q_1}{r}.$$

$$dV = \frac{q_1}{4\,\pi\varepsilon_0} \left(\frac{1}{r + dr} - \frac{1}{r} \right) = - \frac{q_1}{4\,\pi\varepsilon_0} \frac{dr}{r(r + dr)}.$$

Et avec une approximation d'autant meilleure que le déplacement MM' est plus petit, nous obtenons :

$$dV = - \frac{1}{4\,\pi\varepsilon_0} \frac{q_1}{r^2}\, dr.$$

En revenant alors au travail élémentaire de la force électrostatique (1.8), son expression devient :

$$dW = q(- dV).$$

Le travail élémentaire de la force électrostatique est égal au produit de la charge par la baisse élémentaire de potentiel.

Cas d'un déplacement fini *AB* (fig. 1-11). — Le déplacement de la charge q entre les points extrêmes A et B suivant le chemin (C) est constitué par une succession de déplacements élémentaires analogues à MM'. On démontre que le travail total de la force électrostatique F appliquée à q est donné par la formule :

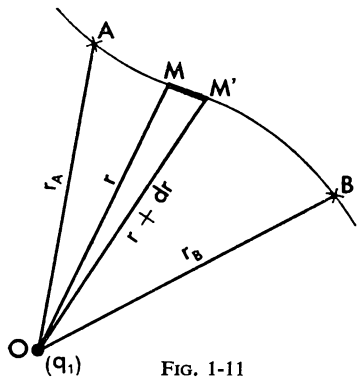


FIG. 1-11

$$\boxed{W = q(V_A - V_B)}$$

où V_A est la valeur de la fonction potentiel au point A :

$$V_A = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0}\frac{q_1}{r_A}$$

et V_B la valeur de la fonction potentiel au point B:

$$V_B = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0}\frac{q_1}{r_B}.$$

La baisse de potentiel $V_A - V_B$ est encore appelée *différence de potentiel* entre les points A et B.

***Propriété fondamentale.* — Le travail de la force électrostatique entre deux points A et B ne dépend pas du chemin suivi par la charge q entre ces deux points ; il ne dépend que de la position des deux points extrêmes A et B.**

Unité de potentiel. — L'unité de potentiel est le *volt* (symbole V). Nous la définirons à partir de la formule précédente :

Le volt est la différence de potentiel qui existe entre deux points placés dans un champ électrique, si le travail de la force s'exerçant sur une charge de 1 coulomb est égal à un joule lorsque la charge se déplace entre ces deux points.

Le potentiel n'est défini qu'à une constante près. — En réalité la fonction potentiel est

$$V = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0}\frac{q_1}{r} + K,$$

K étant une constante arbitraire qui disparaît par soustraction lorsqu'on passe aux différences de potentiels. Dans la pratique, on est conduit à choisir un potentiel de référence auquel on attribue la valeur zéro ; *le plus souvent ce potentiel de référence est celui du sol.* Le fait d'avoir choisi un potentiel zéro de référence fixe alors la valeur de K ; comme généralement la charge q_1 est située relativement loin du sol, nous trouverons K en écrivant, dans la formule de définition du potentiel, que V est nul pour r tendant vers l'infini, ce qui nous donne $K = 0$.

1.10 POTENTIEL CRÉÉ PAR UN ENSEMBLE DE CHARGES PONCTUELLES.

Revenons au cas général d'une distribution de charges q_1, q_2, q_3, etc. qui exercent des forces F_1, F_2, F_3, etc. sur la charge q (fig. 1-6).

Lorsque la charge q se déplace entre les points A et B :

— La force F_1 accomplit un travail $W_1 = q(V_{1A} - V_{1B})$, formule dans laquelle V_1 est le potentiel dû à la charge q_1.

— La force F_2 accomplit un travail $W_2 = q(V_{2A} - V_{2B})$, formule dans laquelle V_2 est le potentiel dû à q_2.

— La force F_3 accomplit un travail $W_3 = q(V_{3A} - V_{3B})$, formule dans laquelle V_3 est le potentiel dû à q_3, etc.

La force résultante F accomplit un travail

$$W = W_1 + W_2 + W_3 = q(V_{1A} - V_{1B}) + q(V_{2A} - V_{2B}) + q(V_{3A} - V_{3B}) + \text{etc.},$$

soit :

$$W = q[(V_{1A} + V_{2A} + V_{3A} + \cdots) - (V_{1B} + V_{2B} + V_{3B} + \cdots)].$$

Cette expression peut se mettre sous la forme

$$W = q(V_A - V_B)$$

en posant

$$V = V_1 + V_2 + V_3 + \cdots .$$

Conclusions.

1. **Le potentiel V en un point M, dû à un ensemble de charges ponctuelles, s'obtient en faisant la somme *algébrique* des potentiels dus à chacune de ces charges.**

$$V = V_1 + V_2 + V_3 + \cdots = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0}\frac{q_1}{r_1} + \frac{1}{4\pi\varepsilon_0}\frac{q_2}{r_2} + \frac{1}{4\pi\varepsilon_0}\frac{q_3}{r_3}$$

ou de façon plus abrégée

$$V = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0}\sum\frac{q}{r}. \qquad \text{(fig. 1-12)}$$

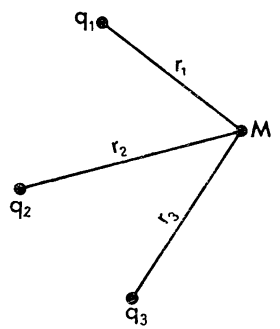


FIG. 1-12

Remarque. — Le champ électrique est une grandeur *vectorielle*, mais le potentiel est une grandeur *scalaire*.

2. **Le travail W de la force électrostatique à laquelle est soumise une charge q se déplaçant dans un champ électrique entre deux points A et B, est égal au produit de la charge q par la baisse de potentiel $V_A - V_B$ entre ces deux points.**

1.11 SURFACE ÉQUIPOTENTIELLE.

Définition. — *On appelle surface équipotentielle une surface telle que tous ses points sont au même potentiel.*

Chaque surface équipotentielle est caractérisée par une certaine valeur de potentiel ; il s'ensuit que deux surfaces équipotentielles ne peuvent se couper.

1.12 RELATION ENTRE LE CHAMP ET LE POTENTIEL.

Nous avons établi au paragraphe 1.8 l'expression du travail élémentaire de la force électrostatique au cours d'un très petit déplacement $MM' = \mathrm{d}l$:

$$\mathrm{d}W = F.MM' \cos \alpha = F\, \mathrm{d}l \cos \alpha .$$

Ou, en tenant compte de la relation entre force et champ :

$$\mathrm{d}W = qE\, \mathrm{d}l \cos \alpha .$$

D'autre part, la définition du potentiel (1.9) nous a conduit à

$$\mathrm{d}W = q\,(-\,\mathrm{d}V).$$

En comparant ces deux expressions du travail, nous obtenons (fig. 1-13) :

$$\boxed{E\, \mathrm{d}l \cos \alpha = -\,\mathrm{d}V} .$$

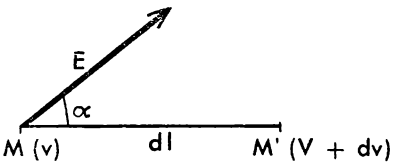


FIG. 1-13

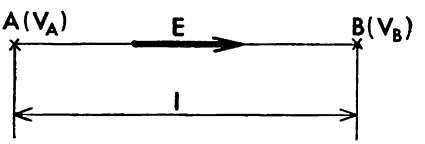


FIG. 1-14

Cas particulier. — Si le champ est *uniforme*, et si l'on se déplace *suivant une ligne de champ* ($\alpha = 0$) entre deux points A et B distants de l (fig. 1-14), la relation devient

$$El = V_A - V_B ,$$

soit :

$$\boxed{E = \frac{V_A - V_B}{l}} .$$

Définition exacte de l'unité de champ. — Cette relation nous permet de justifier le nom de *volt par mètre* attribué à l'unité de champ : *Le volt par mètre est l'intensité d'un champ uniforme telle que la chute de potentiel par mètre de déplacement dans la direction du champ soit égale à un volt.*

Conséquences de la relation entre champ et potentiel.

1. **Les vecteurs champs sont normaux aux surfaces équipotentielles.**

Considérons un déplacement élémentaire MM' s'effectuant *sur une surface équipotentielle* (fig. 1-15). Le potentiel étant le même en tous les points de la surface, la variation de potentiel dV entre les points M et M' est nulle :

$$dV = 0, \quad \text{d'où} \quad E\,dl\cos\alpha = 0\,.$$

Comme nous supposons que le champ n'est pas nul, nous en déduisons $\alpha = \frac{\pi}{2}$: le champ est perpendiculaire à tout déplacement MM', il est donc normal à la surface équipotentielle passant par M.

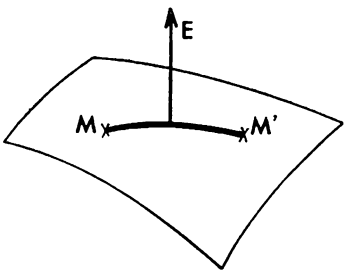


FIG. 1-15

2. **Les vecteurs champs sont dirigés vers les potentiels décroissants.**

Considérons un déplacement élémentaire MM' s'effectuant *sur une ligne de champ*, et *dans le sens* de cette ligne de champ (fig. 1-16) ; on a alors $\alpha = 0$ et la relation devient :

$$E\,dl = -\,dV\,.$$

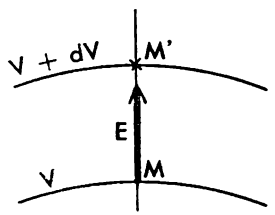


FIG. 1-16

Comme le produit $E\,dl$ est une quantité positive, nous en déduisons que dV est négatif

$$dV = V_{M'} - V_M < 0 \quad \text{d'où} \quad V_{M'} < V_M\,.$$

EXERCICES

1.1 Dans l'expérience décrite au paragraphe 1.1, justifier la nécessité de suspendre les boules B et B' à des fils de *nylon*.

1.2 Calculer la force de répulsion entre deux électrons (charge $e = 1{,}6 \times 10^{-19}$ C) situés à 0,1 mm l'un de l'autre dans le vide.

1.3 Déterminer le vecteur champ électrique (direction, sens, module) en un point A situé à 50 cm d'une charge ponctuelle $q = -2$ μC, le milieu interposé étant de l'air. En déduire quelle serait la force s'exerçant sur une charge $q' = -0{,}8$ μC placée en A.

1.4 Deux charges ponctuelles de $+1$ μC sont placées en deux points A et B distants de 40 cm. Déterminer le vecteur champ électrique en un point M situé dans le plan médiateur de AB et à une distance 20 cm de AB.

1.5 Toute force tend à produire un déplacement dans son sens. En déduire que :

— Une charge électrique positive tend à se déplacer suivant les potentiels décroissants.

— Une charge électrique négative tend à se déplacer suivant les potentiels croissants.

1.6 Deux charges ponctuelles q et $-3q$ sont placées respectivement en deux points A et B distants de $2l$. Calculer le potentiel au point O, milieu du segment AB, le milieu isolant étant du mica ($\varepsilon_r = 9$).

1.7 Suite de l'exercice précédent : tracer l'équipotentielle de potentiel nul ; préciser ses points de rencontre avec la droite AB.

1.8 Calculer le potentiel au centre d'une sphère conductrice isolée de rayon $r = 10$ cm et portant une charge $q = 0{,}5$ µC uniformément répartie sur sa surface extérieure.

1.9 Indiquer la nature des lignes de champ et des surfaces équipotentielles dans un champ uniforme. Application numérique : $E = 10$ kV/m ; quelle est la distance séparant les surfaces équipotentielles $V = 30$ V et $V = 50$ V ?

1.10 Indiquer l'allure des lignes de champ et des surfaces équipotentielles à proximité d'une charge ponctuelle : *a*) positive, *b*) négative.

1.11 Une sphère métallique de dimensions très petites porte une charge q uniformément répartie. Représenter graphiquement les variations du champ et du potentiel créés par cette sphère en fonction de la distance r à la sphère.

1.12 Trouver l'allure des lignes de champ et des équipotentielles dans les différents cas suivants :

a) deux charges ponctuelles égales et de même signe situées à une distance d l'une de l'autre,

b) deux charges ponctuelles égales mais de signes opposés,

c) deux plaques métalliques parallèles portant des charges opposées et uniformément réparties.

1.13 On impose une différence de potentiel égale à 2 000 V entre deux plaques métalliques parallèles distantes de 0,5 cm. En admettant que le champ électrique est uniforme entre les deux plaques, calculer ce champ. En déduire la force qui s'exercerait sur une charge ponctuelle de $1{,}6 \times 10^{-19}$ C placée dans ce champ. Calculer le travail de cette force lorsque la charge se déplace entre les deux plaques.

1.14 *Etude d'un dipôle électrique* : on appelle dipôle, ou doublet, l'ensemble de deux charges ponctuelles $+ q$ et $- q$ séparées par une très petite distance a (fig. 1-17). Montrer que le potentiel créé par ce doublet en un point A situé à une distance r ($r \gg a$) est donné par la formule

$$V = \frac{1}{4 \pi \varepsilon_0} \frac{qa \cos \theta}{r^2}$$

en faisant au cours du calcul des approximations justifiées. En déduire les composantes radiale et tangentielle du vecteur champ en A.

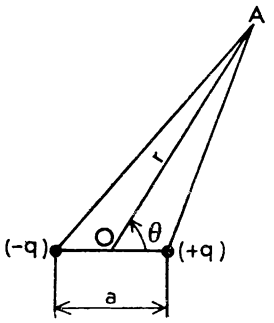


FIG. 1-17

CHAPITRE 2

CONSTITUTION DE LA MATIÈRE

Nous avons vu au chapitre précédent l'existence du phénomène d'électrisation ; l'origine de ce phénomène doit être recherchée dans la constitution même de la matière.

2.1 STRUCTURE DISCONTINUE DE L'ÉLECTRICITÉ : LA CHARGE ÉLÉMENTAIRE.

Expérience de Millikan (1909). — Cette expérience consiste à pulvériser des gouttelettes microscopiques d'huile dans l'espace d'air qui sépare deux plaques métalliques, et à les électriser par l'action de rayons X (fig. 2-1) ; soit q la charge électrique prise par une gouttelette. Un champ électrique d'intensité réglable E est ensuite établi entre les plaques, et l'on suit par observation au microscope le mouvement d'une gouttelette, sous l'influence des forces suivantes :

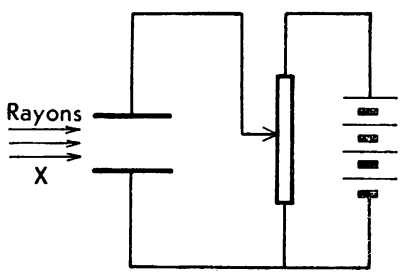


FIG. 2-1

— Pesanteur.
— Résistance de l'air.
— Poussée d'Archimède due à l'air.
— Force électrostatique $F = qE$.

Les calculs faits à partir des observations ont montré que les charges q des gouttelettes sont toujours des multiples *entiers* et *simples* d'une charge minimale, appelée *charge élémentaire.*

Conclusion. — L'électricité a une structure discontinue.

Il existe un grain ultime d'électricité au-delà duquel on ne peut aller.

Des expériences diverses, dont celle de Millikan, ont montré que la valeur de cette charge élémentaire d'électricité est :

$$\boxed{e \approx 1{,}6 \times 10^{-19}\ \text{C}}\ .$$

2.2 STRUCTURE DISCONTINUE DE LA MATIÈRE : L'ATOME.

Les résultats concordants d'expériences nombreuses, réalisées par de grands physiciens depuis le début du siècle, ont établi que tous les corps purs, simples ou composés, sont constitués par des édifices d'*atomes*.

Définition. — *L'atome est la plus petite partie d'un corps simple à l'état électrique neutre, susceptible d'entrer dans les combinaisons chimiques.*

Constituants. — Un atome est une association intime de matière, qui lui donne sa masse, et de charges électriques positives et négatives.

Tous les atomes, quels qu'ils soient, sont constitués des mêmes particules élémentaires ; seuls le nombre et la disposition de ces particules diffèrent d'un atome à l'autre.

Parmi ces particules, trois sont des constituants fondamentaux des atomes :

— ***L'électron*** : Particule portant une charge élémentaire d'électricité négative

Charge	$-e \approx -1{,}6 \times 10^{-19}$ C
Masse	$m \approx 0{,}9 \times 10^{-27}$ g

(il s'agit de la masse *au repos*).

De façon très imagée, un électron peut être assimilé à une sphère dont le rayon serait environ de 10^{-13} cm.

— ***Le proton*** : Particule portant une charge élémentaire d'électricité positive, et dont la masse est environ 1 840 fois celle de l'électron.

Charge	$+e \approx +1{,}6 \times 10^{-19}$ C
Masse	$\approx 1\,840\,m$

— ***Le neutron*** : Particule neutre (charge nulle) et de masse très voisine de celle du proton.

Charge	0
Masse	$\approx 1\,840\,m$

Remarque. — Il existe bien d'autres particules élémentaires (positons, neutrinos, mésons, etc.) mais leur étude sortirait largement des limites de notre programme.

2.3 STRUCTURE DE L'ATOME.

Noyau et nuage électronique. — De façon très schématique, un atome est constitué de deux régions distinctes :

— Une région centrale appelée *noyau*, où sont rassemblés tous les protons et neutrons.

— Une vaste région entourant ce noyau : la région du *nuage électronique*, où se trouvent tous les électrons.

Nombre atomique. — Le nombre d'électrons de l'atome s'appelle *nombre atomique* de cet atome, on le désigne par la lettre Z.

Neutralité de l'atome. — Un atome, dans son état normal, est électriquement neutre. Le nuage électronique, formé des Z électrons, portant une charge négative $-Ze$, l'ensemble des protons du noyau doit donc porter une charge positive $+Ze$; étant donné que chaque proton a une charge $+e$, nous en déduisons que **le nombre de protons est égal à Z.**

Explication du phénomène d'électrisation (1.1). — Lorsque nous avions frotté la baguette de verre avec un chiffon de laine, celui-ci avait arraché des électrons au verre, rendant la baguette positive ; au contraire, par frottement la baguette de matière plastique avait gagné des électrons, devenant ainsi négative.

Nombre de masse. — La masse des électrons est très faible par rapport à celle des protons et des neutrons : **la masse de l'atome est pratiquement concentrée dans le noyau.**

Le nombre total de protons et de neutrons contenus dans le noyau s'appelle *nombre de masse* de l'atome ; on le désigne par la lettre A. L'expérience montre qu'il est égal au nombre entier le plus voisin de la masse atomique.

La structure de l'atome est très lacunaire. — En assimilant grossièrement l'atome à une sphère, le diamètre de cette sphère serait de l'ordre de 0,1 nm (10^{-7} mm). Le diamètre du noyau est lui de l'ordre de 10^{-6} nm, soit 100 000 fois plus faible ! Le noyau est donc quasiment ponctuel et, sans pousser trop jusqu'au paradoxe, on pourrait admettre que le volume occupé par l'atome est vide.

2.4 RÉPARTITION DES ÉLECTRONS.

Les électrons sont répartis en *couches* autour du noyau. Ces couches sont désignées par des lettres ; en partant du noyau : K, L, M, N, O, P, Q.

Le nombre maximal d'électrons sur chaque couche est limité.

1. *Couches internes* :

— La couche K a au maximum 2 électrons.
— La couche L a au maximum 8 électrons.
— La couche M a au maximum 18 électrons.
etc.
— La n-ième couche a au maximum $2\,n^2$ électrons.

Il s'ensuit que le nombre de couches effectivement remplies dans un atome croît avec le nombre atomique Z.

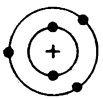
2. *Couche externe* : **Le nombre maximal d'électrons sur une couche externe est toujours de 8,** sauf pour la couche *K* où il est de 2.

Exemple. — Si la couche *M* est couche externe, elle comprendra au maximum 8 électrons ; elle ne peut en avoir 18 que si elle est couche interne.

Représentation schématique. — Une représentation très schématique de l'atome consiste à figurer les couches par des circonférences concentriques, et les électrons par des points placés sur ces circonférences. Les figures 2-2 à 2-6 donnent à titre d'exemples les représentations des atomes de quelques corps couramment utilisés dans les fabrications d'électronique.

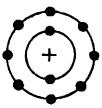
Hydrogène
H

FIG. 2-2



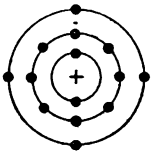
Bore
B

FIG. 2-3



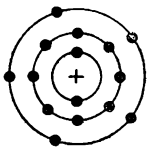
Néon
Ne

FIG. 2-4



Silicium
Si

FIG. 2-5



Phosphore
P

FIG. 2-6

2.5 EXCITATION. IONISATION.

Excitation. — En *fournissant* de l'énergie à un atome, par exemple par une élévation de température, ou le choc d'une particule, ou l'exposition à un rayonnement électromagnétique, on peut faire passer un électron d'une couche à une autre couche, *plus éloignée du noyau* ; on dit alors que l'atome est dans un *état excité*.

Cet état est instable : l'électron tend à revenir sur sa couche initiale, en restituant l'énergie qu'il avait absorbée. *Cette restitution se fait sous forme d'un rayonnement électromagnétique* : rayonnement lumineux pour les électrons périphériques, rayonnement X pour les électrons des couches internes (fig. 2-7).

Lorsqu'un atome excité revient à son état stable, il émet de la lumière ou des rayons X.

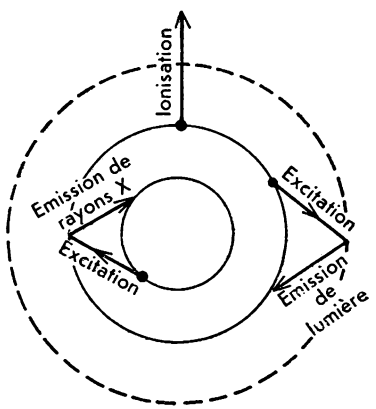


FIG. 2-7

Toute radiation électromagnétique est caractérisée par une fréquence *f* ; la fréquence de la radiation émise est donnée en fonction de l'énergie *W* restituée par la relation :

$$\boxed{W = hf}\ .$$

h est la constante de **Planck** ; $h = 6{,}62 \times 10^{-34}$ J. s.

Ionisation. — Si l'énergie fournie est suffisante, un ou plusieurs électrons périphériques peuvent être *expulsés* de l'atome ; celui-ci devient un *ion, chargé positivement* puisqu'il y a eu perte d'électrons.

Définition. On appelle **énergie d'ionisation** W_i l'énergie minimale nécessaire pour ioniser un atome se trouvant primitivement à l'état normal.

Le nombre de charges électriques élémentaires portées par un ion positif est évidemment égal au nombre d'électrons perdus.

Exemple. — Lorsqu'un atome d'hydrogène H perd un électron, il devient un ion H^+ portant une charge élémentaire positive (fig. 2-8). Remarquons d'ailleurs que l'ion H^+ n'est autre qu'un proton.

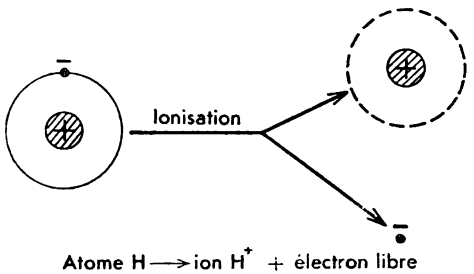


FIG. 2-8

La recombinaison d'un ion positif avec un électron correspond à un retour à l'état initial, qui se fait avec restitution d'énergie sous forme de rayonnement.

Inversement, un atome peut aussi *fixer* un ou plusieurs électrons supplémentaires sur sa couche externe : il se transforme alors en *ion négatif*, portant autant de charges électriques élémentaires qu'il a gagné d'électrons.

Une nouvelle unité d'énergie : l'électron-volt. — Les énergies d'excitation et d'ionisation s'expriment souvent en *électrons-volts* (symbole eV).

Définition. *— L'électron-volt est une unité d'énergie égale à la variation d'énergie d'un électron qui subit une variation de potentiel d'un volt.*

La relation (1.9 et 1.10)

$$W = q(V_A - V_B)$$

nous donne, pour une charge $q = e = 1{,}6 \times 10^{-19}$ C, et une différence de potentiel $V_A - V_B = 1$ V, l'équivalent en joules de l'électron-volt :

$$\boxed{1\text{ eV} = 1{,}6 \times 10^{-19} \times 1 = 1{,}6 \times 10^{-19}\text{ J}}\ .$$

2.6 LIAISONS INTERATOMIQUES.

Les atomes n'existent presque jamais à l'état libre. — Les seules exceptions sont :

— *Les métaux à l'état de vapeur* : par exemple la vapeur de mercure.

— *Les gaz rares de l'air* : hélium, néon, argon, krypton, xénon.

Dans tous les autres cas, les atomes s'associent entre eux par des *liaisons chimiques*, pour former des *édifices atomiques*.

Idées fondamentales.

1. *Les liaisons entre atomes sont dues uniquement aux électrons des couches périphériques.*

2. *En se combinant, les atomes ont tendance à réaliser une couche périphérique de* 8 *électrons* ; en effet cette configuration correspond à un état très stable, ainsi que le prouvent les gaz rares, qui sont doués d'une remarquable inertie chimique, et dont la couche périphérique possède justement 8 électrons (fig. 2-4).

On distingue deux grands types de liaisons.

1. *La liaison électrovalente* (ou hétéropolaire). Elle consiste en un *transfert d'électrons* d'un atome à un autre ; l'un des atomes devient un ion positif, ou cation, et l'autre un ion négatif, ou anion. Ces deux ions se trouvent unis par attraction électrostatique. Le nombre d'électrons transférés est tel que chacun des ions formés possède 8 électrons périphériques.

2. *La liaison covalente* (ou homopolaire). Elle consiste en une *mise en commun d'électrons* entre atomes.

Exemple. — Chaque atome de chlore possède 7 électrons périphériques. Lorsque deux atomes se combinent pour former une molécule de chlore Cl_2, ils mettent en commun 2 électrons, chaque atome y contribuant par apport d'un électron (fig. 2-9, sur laquelle ne sont représentées que les couches périphériques, les seules à intervenir dans la liaison). Nous remarquons qu'une fois la combinaison réalisée, chaque atome de chlore possède 8 électrons sur sa couche périphérique.

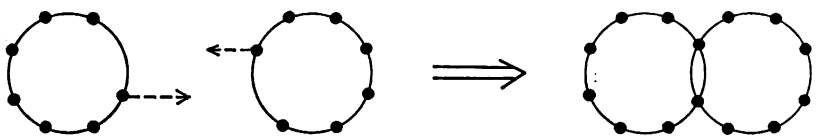


FIG. 2-9

Edifices atomiques. — Les associations d'atomes conduisent à trois types fondamentaux d'édifices :

— *Les édifices moléculaires* (2.7).

— *Les édifices cristallins* (2.8).

— *Les édifices ioniques*, formés par l'assemblage d'ions. Ils n'existent qu'à l'état liquide ou à l'état solide, et dans ce dernier cas ne sont que des aspects particuliers d'édifices cristallins.

2.7 ÉDIFICES MOLÉCULAIRES.

Définition. — *Une molécule est un assemblage d'atomes dont la cohésion est assurée par des liaisons covalentes.*

Corps simples : les molécules sont constituées d'atomes identiques. Exemples : oxygène O_2, azote N_2, hydrogène H_2.

Corps composés : les molécules sont constituées d'atomes différents. Exemples : chlorure d'hydrogène HCl, dioxyde de carbone CO_2.

Dimensions des molécules. — Elles sont très petites ; c'est ainsi que la molécule la plus simple, celle du gaz hydrogène, est assimilable à une sphère de rayon 0,1 nm. Les molécules ne sont évidemment pas visibles à l'œil nu, ni même au microscope ; cependant les *microscopes électroniques* permettent d'observer de grosses molécules ayant des dimensions de l'ordre de 1 nm.

Théorie cinétique. — D'après cette théorie, les molécules sont animées d'un *mouvement continuel, rapide et désordonné.*

1. *Influence de la température.*

L'agitation désordonnée des molécules croît avec la température ; dans le cas d'un gaz, on admet que l'énergie cinétique moyenne des molécules croît proportionnellement à la température absolue.

Cette agitation désordonnée ne se produit pas uniquement au niveau des molécules : dans la matière, les atomes, les électrons, sont eux aussi animés d'un mouvement continuel, dont l'amplitude croît avec la température ; l'ensemble de ces mouvements porte le nom d'agitation thermique.

2. *Influence de l'état physique.*

a) *Etat gazeux.* — Les molécules dans un gaz sont relativement éloignées les unes des autres, aussi peuvent-elles avoir des mouvements de grande amplitude. Ceux-ci s'effectuent suivant des lignes brisées, les changements de direction ayant lieu lors des chocs contre d'autres molécules ou contre les parois du récipient.

> *Libre parcours moyen.* — On appelle ainsi la distance moyenne parcourue par la molécule entre deux chocs successifs. Cette distance moyenne est proportionnelle à la température absolue du gaz, inversement proportionnelle à la pression et au carré du diamètre de la molécule.

b) *Etats liquide et solide.* — Les molécules y sont beaucoup plus rapprochées, et n'effectuent plus que des mouvements de faible amplitude, qui se réduisent même à des oscillations autour d'une position moyenne fixe dans le cas de l'état solide.

2.8 ÉDIFICES CRISTALLINS.

Observation courante. — Observons des cristaux de chlorure de sodium (sel de cuisine), de quartz, de galène ; tous ces cristaux se caractérisent par une forme extérieure géométrique : *ce sont des polyèdres limités par des faces planes.*

D'autre part tous les cristaux peuvent, plus ou moins facilement, se prêter à l'opération de *clivage*, qui consiste à détacher des fragments parallèlement à certains plans privilégiés.

Exemple. — Le mica peut se fragmenter en feuilles très minces ; cette propriété est utilisée pour la fabrication de certains condensateurs.

Structure cristalline. — *Un milieu cristallin est constitué par la répétition régulière, suivant les trois dimensions de l'espace, d'un groupe d'atomes ou d'ions, réduit parfois à un seul atome ou un seul ion, appelé motif cristallin.*

Exemples.

— *Métaux.* Les cristaux métalliques sont microscopiques, et constitués par des empilements réguliers d'*ions*, dont les positions sont fixes, entre lesquels se meuvent des *électrons libres* ; la charge de l'ensemble est nulle.

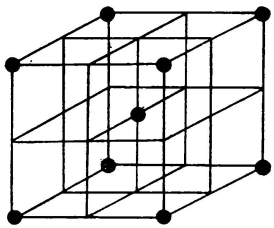


FIG. 2-10

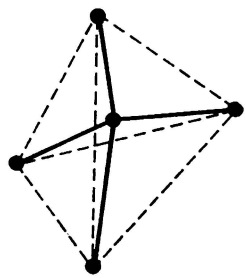


FIG. 2-11

La figure 2-10 donne le motif d'un cristal de fer α : on trouve les ions fer aux sommets et au centre d'un cube élémentaire, dont la répétition engendre le cristal.

— *Germanium.* Tout atome de germanium se trouve placé au centre d'un tétraèdre régulier dont les quatre sommets sont occupés par quatre autres atomes de germanium ; les liaisons entre atomes sont des liaisons covalentes (fig. 2-11 ; les liaisons covalentes ont été symbolisées par des traits entre atomes).

La pyramide des tétraèdres forme le cristal (fig. 2-12).

Le silicium et le carbone diamant ont des structures identiques.

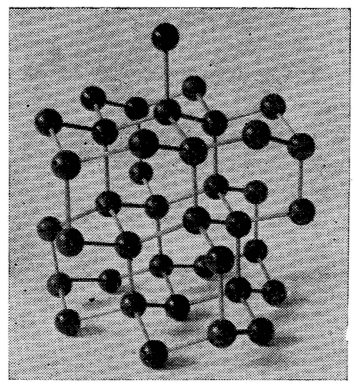


FIG. 2-12

EXERCICES

2.1 Dans l'expérience de Millikan, une goutte d'huile ayant capturé 2 électrons reste immobile lorsque la D. D. P. entre les plateaux est 15 000 V.

a) A quel plateau est relié le pôle + de la batterie ?

b) La distance entre les plateaux est de 3 cm ; trouver la masse de la gouttelette. On négligera la poussée d'Archimède.

2.2 Dans l'expérience de Millikan, on mesure au microscope les vitesses limites acquises par une goutte d'huile.

a) Sans champ électrique, on trouve une vitesse v_0.

b) Avec champ électrique, on trouve une vitesse v, pour un mouvement et un champ dirigés suivant la verticale descendante.

La force de résistance de l'air est proportionnelle à la vitesse et au rayon de la goutte ; on suppose connu le coefficient de proportionnalité k.

On suppose connus également le champ E, la masse volumique μ de l'huile et l'accélération g de la pesanteur.

Montrer que l'on peut alors calculer la charge électrique prise par la gouttelette (on négligera la poussée d'Archimède).

Application numérique : $k = 3{,}4 \times 10^{-4}$ unités S. I. ; $\mu = 0{,}8$ g/cm^3 ; $v_0 = 0{,}56$ mm/s ; $E = 12\,200$ V/cm ; $v = 0{,}32$ mm/s.

2.3 Combien faudrait-il placer d'atomes côte à côte pour réaliser une longueur de 1 mm, si on assimile chaque atome à une sphère de diamètre 0,1 nm ?

2.4 Quels sont les nombres d'électrons, de protons et de neutrons pour les atomes des corps suivants : hydrogène ($Z = 1$, $A = 1$) ; bore ($Z = 5$, $A = 10$) ; néon ($Z = 10$, $A = 20$) ; silicium ($Z = 14$, $A = 28$) ; phosphore ($Z = 15$, $A = 31$).

Quelle remarque faites-vous en comparant les valeurs de Z et A ?

2.5 Donner la constitution des couches électroniques pour les atomes suivants : hélium ($Z = 2$) ; carbone ($Z = 6$) ; oxygène ($Z = 8$) ; aluminium ($Z = 13$) ; chlore ($Z = 17$) ; cuivre ($Z = 29$) ; germanium ($Z = 32$) ; indium ($Z = 49$) ; étain ($Z = 50$) ; antimoine ($Z = 51$) ; mercure ($Z = 80$).

2.6 Quelle est la configuration électronique des ions Al^{+++}, Cu^{+}, Cl^{-}, O^{--}.

2.7 Pour l'atome de cuivre, l'énergie d'ionisation correspondant à la couche K est de 9 000 eV, celle correspondant à la couche L de 7,72 eV. Calculer la fréquence et la longueur d'onde du rayonnement X émis lorsqu'un électron passe de la couche L à la couche K.

2.8 La liaison qui unit les atomes de chlore ($Z = 17$) et de sodium ($Z = 11$) dans le chlorure de sodium est électrovalente ; expliquer le mécanisme de sa formation. De quels gaz rares le chlore et le sodium ont-ils pris la configuration électronique après combinaison ?

2.9 Expliquer le mécanisme de formation des liaisons covalentes pour les molécules suivantes : H_2 ; O_2 ; N_2 ; HCl ; CH_4 ; CO_2. On donne les nombres atomiques : H ($Z = 1$) ; O ($Z = 8$) ; N ($Z = 7$) ; Cl ($Z = 17$) ; C ($Z = 6$).

2.10 En assimilant la molécule d'oxygène à une sphère de diamètre 0,3 nm, calculer le volume qu'occuperaient *effectivement* les molécules contenues dans 1 litre de gaz oxygène (volume mesuré à 0 °C et sous une pression de 1 atm) si elles étaient

accolées, sachant que dans les mêmes conditions de température et pression, 22,4 l d'oxygène contiennent $6{,}02 \times 10^{23}$ molécules.

2.11 Dans les tubes électroniques, on réalise couramment de bons vides correspondant à des pressions résiduelles de l'ordre de 10^{-6} mm Hg. Calculer le nombre de molécules d'air qui subsistent dans un tube ayant la forme d'un cylindre de hauteur 5 cm et de diamètre 15 mm, dans lequel la pression est de 10^{-6} mm Hg à la température ambiante de 15 °C. On rappelle que les gaz suivent la loi générale

$$pV = nRT.$$

(p pression, V volume, n nombre de moles, T température absolue).
R est la constante des gaz parfaits : $R \approx 8{,}3$ unités S.I.
Constante d'Avogadro : $N = 6{,}02 \times 10^{23}$.

2.12 Dans des conditions ordinaires de température et de pression, la vitesse moyenne d'une molécule gazeuse est 1 500 km/h ; si son libre parcours moyen est de 0,1 μ m, calculer le nombre de collisions auxquelles elle participe pendant 1 seconde.

2.13 A 0 °C et sous une pression de 1 mm Hg, le libre parcours moyen dans la vapeur de mercure est de 0,03 mm. Calculer sa valeur dans les mêmes conditions pour l'argon, l'hélium et l'hydrogène.

On donne les diamètres de ces différentes molécules en nm :

Hg 0,62 ; A 0,36 ; He 0,22 ; H_2 0,2.

Que deviennent ces libres parcours moyens si :
— la pression passe à 10^{-2} mm Hg.
— la température passe à 30 °C.

2.14 Définir le libre parcours moyen d'un électron dans un gaz. Lorsque ce libre parcours est de 1 cm, calculer l'énergie acquise par l'électron entre deux chocs successifs s'il est placé dans un champ de 10 V/cm (donner le résultat en électrons-volts et en joules).

2.15 D'après la théorie cinétique des gaz, l'énergie cinétique moyenne d'une molécule est donnée par la relation

$$\tfrac{1}{2} mv^2 = \tfrac{3}{2} kT,$$

dans laquelle k est la constante de Boltzmann ($1{,}38 \times 10^{-23}$ J/deg). En déduire à 27 °C les vitesses des molécules

— d'hydrogène H_2 (masse atomique H = 1)
— d'argon A (masse atomique A = 40)
— de mercure Hg (masse atomique Hg = 200).

Constante d'Avogadro $N = 6{,}02 \times 10^{23}$.
Exprimer en électrons-volts les énergies cinétiques de ces molécules.

2.16 Le côté du cube élémentaire de fer α a pour longueur 0,29 nm. On admet que les sphères ioniques sont tangentes le long de la diagonale du cube : calculer le rayon ionique et l'espace vide le long d'une arête.

Si l'on considère l'ensemble du cristal, combien d'ions fer appartiennent *en propre* à un cube élémentaire ? En déduire la masse volumique du fer α.

$$\text{Fe} = 56, \quad N = 6{,}02 \times 10^{23}.$$

CHAPITRE 3

CONDUCTEURS. ISOLANTS SEMI-CONDUCTEURS

Au chapitre 1, *nous avons classé les corps en conducteurs et isolants* (1.1) ; *il existe encore une troisième catégorie de corps : les semi-conducteurs. Une étude de la structure des édifices atomiques correspondants permet d'expliquer ces comportements électriques différents.*

I. CONDUCTEURS

Interprétation électronique du courant électrique

3.1 MÉCANISME DE LA CONDUCTION DANS UN MÉTAL.

Prenons les métaux comme exemple type de corps conducteurs. Nous savons maintenant (2.8) qu'un cristal métallique peut être schématiquement représenté comme l'indique la figure 3-1. *Les atomes du métal perdent très facilement des électrons périphériques*, qui deviennent libres de circuler dans les vides du cristal, à l'intérieur de l'ossature fixe constituée par les ions. Il y a en moyenne un électron libre par atome de métal : *le nombre d'électrons libres est donc très élevé.* Tous ces électrons libres sont animés d'un mouvement désordonné, dont l'amplitude croît avec la température (2.7).

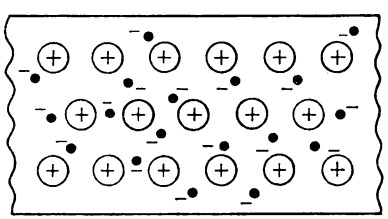


FIG. 3-1

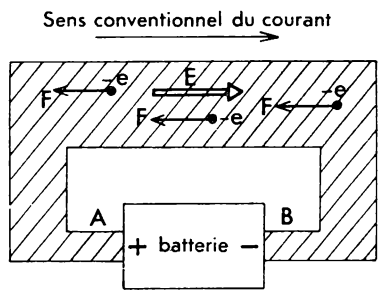


FIG. 3-2

Si nous relions les extrémités A et B du conducteur aux bornes d'une batterie (fig. 3-2), ces extrémités se trouvent portées à des potentiels différents V_A et V_B, et

un champ électrique E prend naissance au sein du conducteur (1.12). Les électrons libres, corpuscules de charge $q = -e$, sont alors soumis à des forces (1.5)

$$F = qE = -eE .$$

Sous l'action de ces forces, ils prennent un mouvement d'ensemble qui se superpose aux mouvements désordonnés, et qui les entraîne vers l'extrémité de potentiel le plus élevé : ce déplacement constitue le *courant électrique.*

Dans un métal, le courant électrique consiste en un déplacement d'ensemble des électrons libres sous l'action d'un champ électrique créé par un générateur.

Sens conventionnel du courant. — Par convention, le courant électrique circule à l'extérieur d'un générateur du pôle + vers le pôle − ; la figure 3-2 nous montre que :

Le sens conventionnel du courant est l'inverse du sens de déplacement des électrons.

Cette contradiction est due au fait que le sens conventionnel du courant avait été arbitrairement défini alors que l'on ne connaissait pas encore le mécanisme exact de la conduction.

3.2 INTENSITÉ DU COURANT ÉLECTRIQUE.

Définition. — Considérons une section quelconque du conducteur. Si aucun champ électrique ne règne à l'intérieur du conducteur, cette section est constamment traversée par des électrons animés de mouvements désordonnés, mais, en moyenne, le nombre d'électrons qui la traversent dans un sens est égal au nombre d'électrons qui la traversent dans l'autre sens. L'établissement d'un champ détruit cet équilibre ; appelons dq la charge électrique transportée entre deux instants *très proches* t et $t + dt$ par les électrons qui circulent en excès dans l'un des sens.

L'intensité du courant est $\boxed{i = \dfrac{dq}{dt}}$.

Cas particulier : Pour un courant *continu*, dont l'intensité ne varie pas au cours du temps, on peut envisager un intervalle de temps t fini, pendant lequel la quantité d'électricité est Q, et écrire :

$$I = \frac{Q}{t} .$$

Unités. — L'unité d'intensité est l'*ampère* (symbole A).

Définition légale. — L'ampère est l'intensité d'un courant constant qui, maintenu dans deux conducteurs parallèles, rectilignes, de longueur infinie, de section circulaire négligeable et placés à une distance de 1 mètre l'un de l'autre, dans le vide, produit, entre ces conducteurs, une force de 2×10^{-7} newton par mètre de longueur.

La formule $Q = It$ nous permet de définir l'unité de charge électrique :

Le coulomb est la quantité d'électricité transportée en 1 *seconde par un courant de* 1 *ampère.*

3.3 MOBILITÉ ET CONDUCTIVITÉ (fig. 3-3).

Le déplacement des électrons dans le conducteur étant déterminé par le champ électrique, cherchons à exprimer leur vitesse et l'intensité du courant en fonction de ce champ.

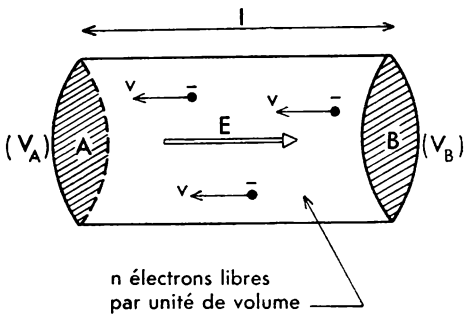


FIG. 3-3

Mobilité. — Sous l'influence du champ électrique E, les électrons prennent dans le conducteur une vitesse moyenne d'écoulement ; mais l'agitation désordonnée subsiste, entraînant des chocs répétés des électrons libres sur les ions fixes. Ces chocs produisent un freinage et, en un temps très court, la vitesse des électrons libres atteint une valeur limite v.

Cette vitesse limite croît avec le champ moteur, et l'on peut poser

$$\boxed{v = \mu E} .$$

Le coefficient μ s'appelle *mobilité* des électrons.

Unité. — Dans le système légal, la mobilité s'exprime en $m^2/V.\,s$; on utilise souvent le $cm^2/V.\,s$ qui est 10^4 fois plus faible.

Ordres de grandeur. — Les vitesses acquises par les électrons dans un conducteur sont extrêmement faibles, de l'ordre de quelques centièmes à quelques dixièmes de millimètre par seconde.

Conductivité. — Représentons par :

- n la densité volumique d'électrons libres au sein du conducteur (nombre d'électrons libres par unité de volume),
- v leur vitesse moyenne de déplacement,
- e la charge élémentaire,
- s la section droite du conducteur, supposé cylindrique et homogène.

On démontre (12.5) que l'intensité du courant est donnée par la formule :

$$I = ensv .$$

Introduisons la *densité de courant* $J = \frac{I}{s}$:

$$J = env .$$

Remplaçons v par son expression en fonction du champ électrique E :

$$J = en\mu E .$$

Posons $\boxed{\sigma = en\mu}$.

La densité de courant se met alors sous la forme :

$$J = \sigma E .$$

Le coefficient σ dépend du matériau ; il est appelé *conductivité.*

Son inverse $\rho = \frac{1}{\sigma}$ s'appelle *résistivité.*

Loi d'Ohm. — La relation $J = \sigma E$ permet d'établir la loi d'Ohm. Considérons en effet un conducteur cylindrique de section s et de longueur l, entre les extrémités duquel est appliquée une D. D. P. $V_A - V_B = V$ (fig. 3-3).

Nous avons $V = El$ (1.12)

d'où : $V = \frac{J}{\sigma} l ,$

$$V = \frac{I/s}{\sigma} l .$$

Soit, finalement, $V = RI,$

avec : $R = \frac{1}{\sigma} \frac{l}{s} = \rho \frac{l}{s} .$

Unités. — La résistivité s'exprime en $\Omega.\mathrm{m}$ et la conductivité en $(\Omega.\mathrm{m})^{-1}$.

3.4 INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE.

L'agitation désordonnée des électrons libres, ainsi que les oscillations des ions du réseau cristallin, croissent avec la température, ce qui se traduit par un freinage plus fort du mouvement d'ensemble des électrons :

La mobilité des électrons est fonction décroissante de la température.

Comme la résistivité est inversement proportionnelle à la mobilité (3.3), il s'ensuit que **la résistivité est fonction croissante de la température,** *linéaire en première approximation dans le cas d'un métal pur* :

$$\boxed{\rho = \rho_0(1 + \alpha t)}$$

formule dans laquelle ρ_0 désigne la résistivité à 0 °C.

α est le *coefficient de température* ; pour les métaux, α est positif et toujours voisin de $\frac{1}{273}$.

Quelques valeurs :

— *Argent*	: $\rho_0 = 1{,}6 \times 10^{-8}\ \Omega.\text{m}$;	$\alpha = 3{,}8 \times 10^{-3}$
— *Cuivre*	: $\rho_0 = 1{,}7 \times 10^{-8}\ \Omega.\text{m}$;	$\alpha = 4{,}0 \times 10^{-3}$
— *Aluminium*	: $\rho_0 = 2{,}8 \times 10^{-8}\ \Omega.\text{m}$;	$\alpha = 3{,}9 \times 10^{-3}$
— *Etain*	: $\rho_0 = 11 \times 10^{-8}\ \Omega.\text{m}$;	$\alpha = 4{,}2 \times 10^{-3}$
— *Mercure*	: $\rho_0 = 95 \times 10^{-8}\ \Omega.\text{m}$;	$\alpha = 0{,}9 \times 10^{-3}$.

II. ISOLANTS

3.5 ISOLANTS.

Il existe de nombreux types d'isolants, ayant des structures très différentes les unes des autres. Envisageons le cas du *carbone diamant*, qui nous permettra de faire une comparaison intéressante avec des semi-conducteurs tels que le germanium et le silicium.

Sa structure cristalline est en effet identique à celle du germanium (2.8). La figure 3-4 en donne une représentation schématique dans le plan ; tous les électrons périphériques participent aux liaisons entre atomes : *il n'existe aucun électron libre dans le cristal*, donc pas de possibilité de conduction électrique.

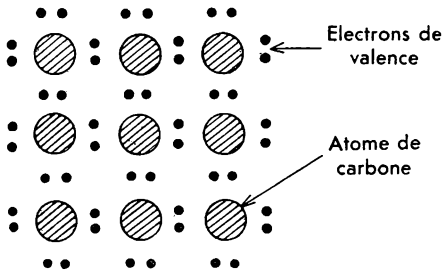


FIG. 3-4

En réalité aucun isolant n'est parfait, mais leurs résistivités sont mal définies, et de toutes façons *toujours très élevées.*

Exemples. — Les résistivités sont données en MΩm ($10^6\ \Omega.\text{m}$).
Diamant : 10^6 ; *Mica* : 10^6 à 10^9 ; *Bakélite* : 10^4 ; *Céramiques* : 10^4 à 10^7 ; *Paraffine* : 10^8 ; *Polythène* : 10^9.

Comparez avec les résistivités des métaux données au paragraphe 3.4.

III. SEMI-CONDUCTEURS INTRINSÈQUES

3.6 PREMIÈRE DÉFINITION DES SEMI-CONDUCTEURS.

Les corps de cette troisième catégorie se caractérisent par les propriétés suivantes :

a) **Leurs résistivités ont des valeurs intermédiaires entre celles des métaux et celles des isolants** : de 10^{-4} à $10^6\ \Omega.\text{m}$ environ.

b) **Leurs résistivités diminuent, et souvent très vite, lorsque la température croît :** solants presque parfaits aux très basses températures, ils deviennent bons conducteurs à haute température.

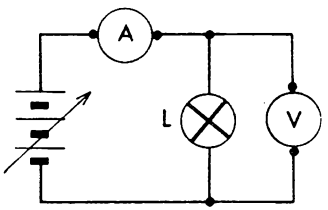


FIG. 3-5

Expérience. — Réalisons le montage de la figure 3-5. L = lampe à filament de *carbone* 100 W, 115/130 V. Mesurons l'intensité du courant dans le filament lorsque la lampe est alimentée sous sa tension normale de fonctionnement, puis lorsqu'elle est franchement sous-voltée, et, dans chaque cas calculons :

— la résistance du filament $R = \frac{U}{I}$.

— la puissance électrique consommée $P = UI$.

Nous obtenons :

U(V)	I(A)	P(W)	R(Ω)
120	0,88	105,6	136
12	0,05	0,6	240

Nous vérifions que, à l'inverse des métaux, la résistance *diminue* lorsque la puissance consommée augmente, c'est-à-dire lorsque la température du filament croît.

c) **Leurs résistivités dépendent énormément de leur état de pureté,** ce qui conduit à distinguer :

— *Les semi-conducteurs intrinsèques* : corps extrêmement purs.

— *Les semi-conducteurs extrinsèques* : corps contenant des impuretés, même à doses très faibles.

De nombreux corps appartiennent à la catégorie des semi-conducteurs ; citons :

— Parmi les corps simples : le *germanium*, le *silicium*, le *carbone graphite*, le *sélénium*.

— Parmi les corps composés : le *carbure de silicium*, de nombreux *sulfures* tels que la galène (sulfure de plomb), des *oxydes* (de cuivre, de fer), etc.

Remarque. — Le diamant et le graphite, bien qu'étant tous deux des variétés de carbone, ne présentent pas les mêmes propriétés électriques parce qu'ils ne possèdent pas la même structure cristalline. Le graphite ($\rho = 10$ μΩ.m) est utilisé pour la fabrication des résistances agglomérées au carbone.

Nous étudierons plus particulièrement le mécanisme de la conduction dans les semi-conducteurs du type germanium et silicium.

3.7 CONDUCTIBILITÉ INTRINSÈQUE.

Structures cristallines. — Chaque atome de germanium ou de silicium possède 4 électrons sur sa couche périphérique, comme le carbone diamant (2.4 et exercice 2-5) ; les structures cristallines de ces trois corps sont identiques (2.8). Tous les électrons

périphériques sont engagés dans des liaisons covalentes entre atomes : il semblerait donc que le germanium et le silicium doivent être des isolants.

Energie d'activation intrinsèque. — *En réalité, les semi-conducteurs se distinguent des isolants par l'énergie avec laquelle les atomes retiennent les électrons périphériques.*

— *Isolant* : Les électrons périphériques sont très fortement liés à leur couche ; il faudrait des énergies importantes, de l'ordre de 7 eV dans le cas du diamant, pour les en expulser.

— *Semi-conducteur* : L'énergie qu'il faut communiquer à un électron de valence pour le rendre libre est beaucoup plus faible : 0,72 eV pour le germanium ; 1,12 eV pour le silicium. On l'appelle *énergie d'activation intrinsèque.*

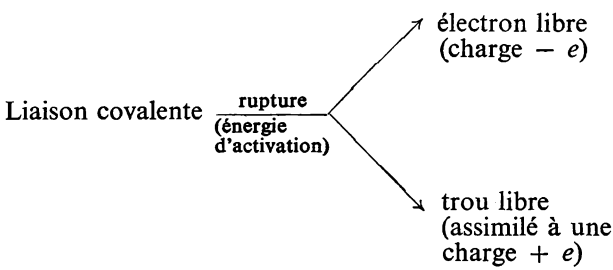
Dans ces conditions, la simple énergie d'agitation thermique suffit, même à température ordinaire, pour arracher quelques électrons à leurs couches périphériques. Ces électrons deviennent libres de se mouvoir de façon désordonnée au sein du cristal, comme dans un métal, mais ils sont en nombre bien plus petit que chez celui-ci.

Paires électron-trou. — Lorsqu'une liaison covalente entre deux atomes se rompt, l'électron expulsé laisse à sa place un vide, appelé *trou* ou *lacune.* Un électron d'une liaison voisine peut venir combler ce trou ; il laisse à son tour un trou derrière lui, qui peut être comblé, etc. (fig. 3-6).

Toute rupture de liaison covalente donne donc naissance à deux mouvements désordonnés d'électrons : celui de l'électron libéré au sein du cristal, et celui des électrons de valence circulant de trou en trou. Pour le second, au lieu de considérer le déplacement d'électrons de charge $-e$, *il est plus commode de raisonner sur le déplacement d'un trou en sens inverse, en attribuant à ce trou une charge* $+e$.

Conclusion :

Dans un semi-conducteur, l'agitation thermique crée, par ruptures de liaisons, des paires électron libre-trou, dont les déplacements désordonnés sont ensuite indépendants l'un de l'autre.



Ces électrons libres et ces trous sont appelés *porteurs de charges* ; les électrons sont des porteurs négatifs, et les trous des porteurs positifs.

La *densité* en porteurs est le nombre de porteurs par unité de volume ; nous repré-

senterons par n la densité en porteurs négatifs (électrons), et par p la densité en porteurs positifs (trous).

Dans un semi-conducteur tel que nous venons de l'étudier, appelé semi-conducteur *intrinsèque*, n et p prennent des valeurs n_i et p_i qui sont évidemment égales.

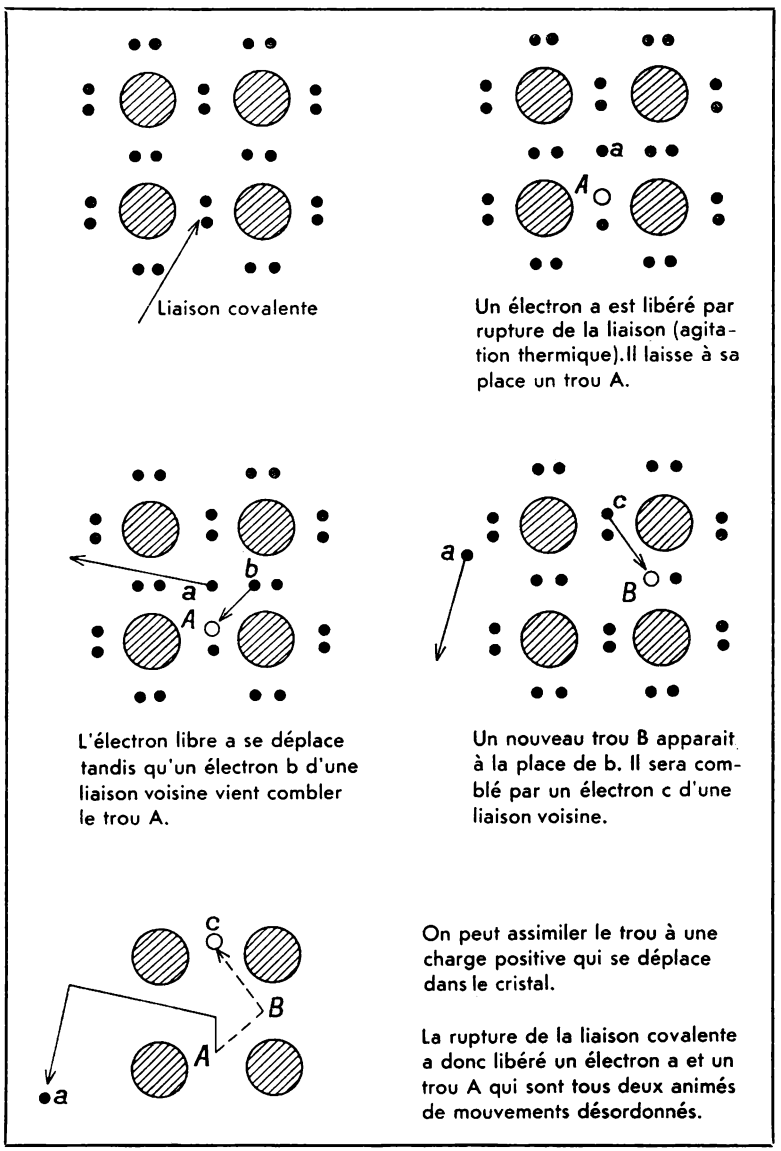


FIG. 3-6

A 27 °C, on a :

— pour le germanium : $n_i = p_i = 2{,}5 \times 10^{13}$ (par cm^3)

— pour le silicium : $n_i = p_i = 1{,}5 \times 10^{10}$ (par cm^3).

Remarque. — Ces valeurs correspondent à l'état d'équilibre qui s'établit lorsque le nombre de paires électrons-trous qui se créent par agitation thermique pendant un certain temps est devenu juste égal au nombre de recombinaisons entre électrons libres et trous pendant le même temps.

Mécanisme de la conduction. — Si un champ électrique règne dans le cristal semi-conducteur, les électrons libres et les trous prennent un mouvement d'ensemble (fig. 3-7).

— Les trous : dans le sens du champ.

— Les électrons : en sens contraire du champ.

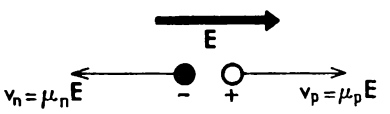


FIG. 3-7

Ce double déplacement constitue le passage du courant électrique.

3.8 RÉSISTIVITÉ.

Mobilités. — Comme pour la conduction dans les métaux (3.3), nous pouvons définir une mobilité pour chaque type de porteurs : μ_n pour les porteurs négatifs (électrons) et μ_p pour les porteurs positifs (trous). Elles sont telles que, sous l'action d'un champ électrique E, les porteurs acquièrent respectivement des vitesses v_n et v_p (fig. 3-7) :

$$v_n = \mu_n E \qquad v_p = \mu_p E.$$

A 27 °C, ces mobilités ont pour valeurs :

— *Germanium* : $\mu_n = 3\,900$ cm²/V. s ; $\mu_p = 1\,900$ cm²/V. s

— *Silicium* : $\mu_n = 1\,200$ cm²/V. s ; $\mu_p = 500$ cm²/V. s.

Expression de la résistivité.

La conductivité due aux électrons libres est :

$$\sigma_n = en\mu_n . \qquad (3.3)$$

Par analogie, celle due aux trous est :

$$\sigma_p = ep\mu_p .$$

Nous en déduisons la résistivité du semi-conducteur :

$$\boxed{\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{e(n\mu_n + p\mu_p)}} .$$

Les densités en porteurs étant beaucoup plus petites que chez un métal, *la résistivité des semi-conducteurs est bien plus élevée que celles des métaux.*

Exemple. — Pour des semi-conducteurs très purs (*intrinsèques*), à 27 °C :

— *germanium* : $\rho = 0{,}5\ \Omega.\text{m}$;

— *silicium* : $\rho = 2\,400\ \Omega.\text{m}$.

Comparez avec les résistivités des métaux, données au paragraphe 3.4.

3.9 INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE SUR LA CONDUCTIBILITÉ INTRINSÈQUE.

Influence sur les densités en porteurs. — Toute élévation de température s'accompagne d'un accroissement de l'énergie d'agitation thermique, et un plus grand nombre de liaisons covalentes se rompent :

La densité en porteurs libres est fonction rapidement croissante de la température.

On démontre que cette variation se fait suivant la loi :

$$n_i = p_i = CT^{3/2} \exp\left(-\frac{W}{2kT}\right)$$

avec :

T, température absolue (T (°K) = t (°C) + 273) ;
W, énergie d'activation intrinsèque ;
C, coefficient dépendant de la nature du semi-conducteur ;
k, constante de Boltzmann = $1{,}38 \times 10^{-23}$ J/deg.

On doit donc retenir que la température influe énormément sur les propriétés des semi-conducteurs ; il faut y prêter la plus grande attention dans leur utilisation.

Nous verrons notamment qu'elle constitue une sérieuse limitation à cette utilisation (3.14).

Remarque. — A des températures suffisamment élevées, le nombre des liaisons covalentes rompues est tel que la densité en porteurs libres devient analogue à celle d'un métal : le corps tend à devenir un simple conducteur et perd son originalité.

Influence sur la résistivité. — Lorsque la température du cristal croît :

— Les mobilités diminuent (3.4).
— Les densités en porteurs libres augmentent (3.7).

Ce deuxième facteur est de loin prépondérant : la résistivité est fonction décroissante de la température (3.6).

Remarque. — Dans le cas d'un métal, la densité en porteurs libres étant déjà très grande aux températures ordinaires ne subit aucun accroissement sensible lorsqu'on élève la température ; c'est alors le premier facteur qui devient prépondérant : la résistivité d'un métal est fonction croissante de la température (3.4).

La loi de variation est approximativement exponentielle :

$$\boxed{\rho = a\, e^{b/T}}$$

avec $b = \dfrac{W}{2k}$; a est un coefficient caractéristique du semi-conducteur.

La figure 3-8 met en évidence les comportements différents d'un semi-conducteur et d'un métal.

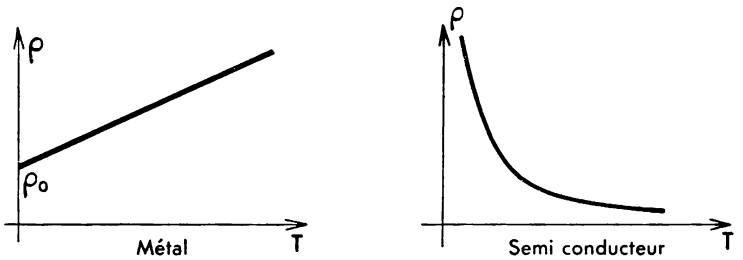


FIG. 3-8

Coefficient de température : C'est le quotient de la variation relative de la résistivité par la variation correspondante de la température :

$$\alpha = \frac{d\rho}{\rho\, dT}$$

Il est *négatif* pour les semi-conducteurs (positif pour les métaux).

IV. SEMI-CONDUCTEURS EXTRINSÈQUES

Nous avons admis jusqu'ici que les semi-conducteurs étudiés étaient dans un état de très grande pureté (conductibilité *intrinsèque*).

Il est évidemment impossible d'obtenir des corps *rigoureusement* purs. Pratiquement, on considère qu'un semi-conducteur est intrinsèque si le taux d'impuretés (rapport du nombre d'atomes d'impuretés au nombre d'atomes du semi-conducteur) ne dépasse pas 10^{-10}.

La présence d'atomes étrangers dans le réseau cristallin, même à doses très faibles (10^{-8} par exemple), modifie considérablement les propriétés du semi-conducteur ; un nouveau type de conductibilité apparaît : la conductibilité extrinsèque.

3.10 SEMI-CONDUCTEURS EXTRINSÈQUES DU TYPE *N*.

Création des porteurs libres.— Considérons un cristal de germanium, les raisonnements seraient identiques pour du silicium. Rappelons que chaque atome de germanium possède 4 électrons sur sa couche périphérique. Introduisons dans ce cristal quelques atomes d'impuretés *pentavalentes* (atomes à 5 électrons périphériques), telles que *phosphore*, *arsenic* ou *antimoine*.

Les atomes d'antimoine, ayant des dimensions voisines de celles du germanium, prennent chacun la place d'un atome de germanium dans le réseau cristallin (fig. 3-9 *a*). Sur les 5 électrons périphériques de l'antimoine, seulement 4 sont utilisés à assurer

les liaisons covalentes avec les atomes de germanium environnants. **Il suffit d'une énergie très faible, environ 0,01 eV ([1]), pour expulser l'électron en excès.**

Il s'ensuit qu'aux températures ordinaires, l'agitation thermique est déjà assez énergique pour que *tous* les atomes d'impureté aient perdu chacun un électron, qui devient libre de se mouvoir au sein du cristal (fig. 3-9 *b*) : *le nombre des électrons libres est très supérieur à celui du semi-conducteur intrinsèque.*

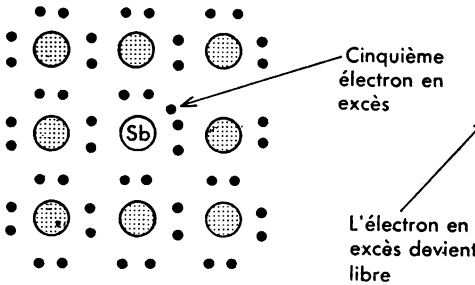


FIG. 3-9 *a* FIG. 3-9 *b*

Porteurs majoritaires et minoritaires. — *La conductibilité intrinsèque, due aux ruptures de liaisons covalentes par l'agitation thermique, subsiste toujours,* mais elle est négligeable devant la conductibilité extrinsèque due aux impuretés.

En représentant toujours par n et p les densités en électrons libres et en trous, on a maintenant :

$$\boxed{n \gg p} .$$

Les électrons libres sont donc porteurs majoritaires, et, comme il s'agit de porteurs négatifs, la conductibilité est dite du *type N.* Les trous sont au contraire porteurs minoritaires.

Atomes donneurs. — Les atomes d'antimoine, qui ont fourni les électrons libres, sont appelés *atomes donneurs.*

Initialement, les atomes d'antimoine étaient chacun électriquement neutres, le nombre de charges négatives du nuage électronique compensant exactement le nombre de charges positives du noyau (2.3). Lorsqu'ils perdent leur cinquième électron périphérique, ils deviennent des ions, portant chacun une charge élémentaire positive (fig. 3-9 *b*). Ces ions, maintenus dans le réseau cristallin, gardent des positions fixes.

En faisant abstraction des atomes de germanium, en peut donc assimiler, de façon très imagée, le cristal de semi-conducteur type N à une armature d'ions positifs fixes, constituée par les atomes donneurs ionisés, entre lesquels se meuvent des électrons libres (fig. 3-11 *a*).

Remarque. — Malgré l'apparition de ces ions, le cristal de semi-conducteur extrinsèque reste globalement neutre, car la charge des ions est exactement compensée par celle des électrons libres.

([1]) Comparez avec l'énergie d'activition intrinsèque nécessaire pour créer une paire électron-trou par rupture de valence.

3.11 SEMI-CONDUCTEURS EXTRINSÈQUES DU TYPE *P*.

Création des porteurs libres. — Considérons un cristal de germanium. Introduisons dans ce cristal quelques atomes d'impuretés *trivalentes* (atomes à 3 électrons périphériques), telles que *bore*, *aluminium*, *gallium* ou *indium*.

Les atomes d'indium prennent chacun la place d'un atome de germanium (fig. 3-10 *a*). Il manque 1 électron à l'indium pour assurer les 4 liaisons covalentes avec les atomes de germanium environnants. **Il suffit d'une énergie très faible, environ 0,01 eV, pour qu'un électron d'une liaison voisine vienne combler ce trou,** avec comme conséquence l'apparition d'un nouveau trou à l'emplacement où se trouvait précédemment l'électron ; le phénomène se poursuit en chaîne (fig. 3-10 *b*).

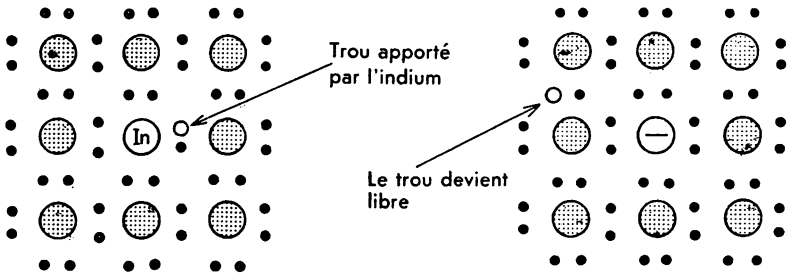


FIG. 3-10 *a* FIG. 3-10 *b*

Il s'ensuit qu'aux températures ordinaires, *tous* les atomes d'impureté ont mis en liberté chacun un trou : *le nombre des trous libres est très supérieur à celui du semi-conducteur intrinsèque.*

Porteurs majoritaires et minoritaires. — La conductibilité intrinsèque devient négligeable devant celle due aux impuretés, et l'on a maintenant :

$$\boxed{p \gg n} \ .$$

Les trous sont porteurs majoritaires ; comme il s'agit de porteurs positifs, la conductibilité est dite du *type P*. Les électrons sont porteurs minoritaires.

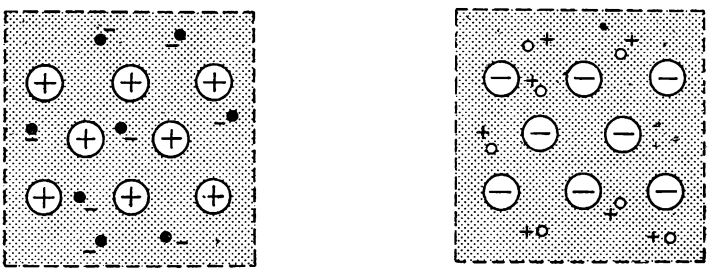


FIG. 3-11 *a* FIG. 3-11 *b*

Atomes accepteurs. — Les atomes d'indium, qui ont capté des électrons, sont appelés *atomes accepteurs.*

Chacun d'eux est devenu un ion portant une charge élémentaire négative.

On peut assimiler le cristal de semi-conducteur type P à une armature d'ions négatifs fixes, constituée par les atomes accepteurs ionisés, entre lesquels se meuvent des trous libres (fig. 3-11 *b*).

3.12 RELATION ENTRE LES DENSITÉS EN PORTEURS LIBRES.

On démontre que le produit *np* des densités en porteurs garde une valeur constante, que le semi-conducteur considéré soit intrinsèque ou extrinsèque

$$\boxed{np = n_i p_i} \quad (n_i = p_i)$$

Semi-conducteur type N : Appelons N_d la densité en atomes donneurs (nombre d'atomes donneurs par unité de volume). On a :

$$n \approx N_d \gg n_i ,$$

d'où

$$p \approx \frac{n_i p_i}{N_d} \ll p_i .$$

Semi-conducteur type P : Soit N_a la densité en atomes accepteurs ; on a :

$$p \approx N_a \gg p_i ,$$

d'où

$$n \approx \frac{n_i p_i}{N_a} \ll n_i .$$

3.13 RÉSISTIVITÉ D'UN SEMI-CONDUCTEUR EXTRINSÈQUE.

L'expression établie au paragraphe 3.8 est toujours valable.

Comme la densité en porteurs libres est très accrue, **la résistivité d'un semi-conducteur extrinsèque est beaucoup plus faible que celle de ce même corps à l'état pur,** tout en restant cependant très supérieure à celle d'un métal.

Semi-conducteur type N :

$$n \approx N_d \qquad \text{et} \qquad p \ll n,$$

d'où :

$$\rho \approx \frac{1}{e\mu_n N_d} .$$

Semi-conducteur type P :

$$p \approx N_a \qquad \text{et} \qquad n \ll p,$$

d'où :

$$\rho \approx \frac{1}{e\mu_p N_a} .$$

Conclusion :

La résistivité d'un semi-conducteur extrinsèque est approximativement inversement proportionnelle à la densité en impureté.

Les impuretés ont une influence primordiale sur la résistivité, *même si elles ne sont présentes qu'à des doses très faibles.* C'est ainsi qu'une dose de 1 atome étranger pour 10^8 atomes de germanium divise la résistivité par 10 environ.

3.14 INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE SUR LA CONDUCTIBILITÉ EXTRINSÈQUE.

Influence sur les densités en porteurs. — Raisonnons sur le cas d'un semi-conducteur du type N (fig. 3-12).

— Au zéro absolu ($t = -273°$ C), aucun porteur n'est libéré : $n = p = 0$.

— Lorsque la température s'élève, l'activation des atomes donneurs commence à se manifester vers 40 °K pour l'antimoine, et la densité en électrons libres atteint alors la valeur $n = N_d$, tandis que celle des trous devient $p = \frac{n_i p_i}{N_d}$.

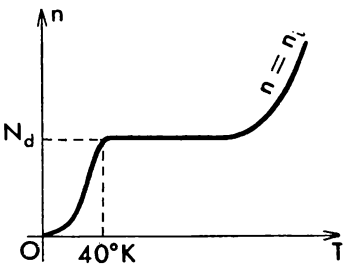


FIG. 3-12

— Au delà de 40 °K, on observe un palier où les atomes donneurs sont tous ionisés.

— On atteint ensuite un domaine où la température est suffisante pour que les paires électrons-trous engendrées par l'agitation thermique soient en bien plus grand nombre que les électrons libérés par les atomes donneurs : *la conductibilité devient intrinsèque.*

Conclusions :

1. **Aux températures ambiantes, la densité en porteurs majoritaires dépend peu de la température.**
2. **Au-delà d'une certaine température, la conductibilité intrinsèque vient masquer la conductibilité extrinsèque : la température introduit une limitation dans l'usage des semi-conducteurs.**

Ces limites de température sont de l'ordre de

100 °C pour le germanium.
200 °C pour le silicium.

Influence sur la résistivité. — La résistivité varie comme l'inverse de la densité en porteurs, sauf dans la zone de saturation où la diminution de la mobilité des porteurs par suite de la présence d'électrons et de trous engendrés en plus grand nombre par l'agitation thermique fait croître légèrement ρ.

Le tableau suivant résume l'étude des semi-conducteurs intrinsèques et extrinsèques

	Semi-conducteurs intrinsèques	*Semi-conducteurs extrinsèques*	
		type N	*type P*
Taux d'impuretés	$< 10^{-10}$	environ 10^{-8}	
Origine des porteurs	Ruptures de liaisons covalentes	Impuretés pentavalentes (atomes donneurs)	Impuretés trivalentes (atomes accepteurs)
Energie d'activation	Environ 1 eV	0,01 eV	0,01 eV
Densité en électrons libres	n_i	$n \gg n_i$ (porteurs majoritaires). $n \approx N_d$	$n \ll n_i$ (porteurs minoritaires).
Densité en trous libres	$p_i = n_i$	$p \ll p_i$ (porteurs minoritaires).	$p \gg p_i$ (porteurs majoritaires). $p \approx N_a$
Résistivité	$\rho_i = \dfrac{1}{e(\mu_n n_i + \mu_p p_i)}$	$\rho \approx \dfrac{1}{e\mu_n N_d}$	$\rho \approx \dfrac{1}{e\mu_p N_a}$
		ρ très supérieur à ρ_i.	
Influence d'une élévation de température sur les densités en porteurs	Accroissement très rapide de n_i et p_i (les propriétés du semi-conducteur se rapprochent de celles d'un métal).	n varie peu aux températures intermédiaires	p varie peu aux températures intermédiaires
		Au-delà d'une certaine température, la conductibilité intrinsèque vient masquer la conductibilité extrinsèque.	
Influence de la température sur la résistivité.	$\rho = a\, e^{b/T}$	ρ varie peu aux températures intermédiaires.	

Remarque. — Dans les cas où le semi-conducteur est un corps composé (3.6), la conductibilité extrinsèque est souvent due au fait qu'un des éléments constituants est en excès par rapport à la quantité qui correspondrait à la formule chimique du corps. Par exemple, l'oxyde cuivreux devient un semi-conducteur extrinsèque lorsqu'il contient plus d'atomes d'oxygène que ne le laisse prévoir la formule Cu_2O.

3.15 DURÉE DE VIE ET LONGUEUR DE DIFFUSION.

Durée de vie. — A une température donnée, un semi-conducteur est dans un état d'équilibre caractérisé par une valeur bien déterminée du produit np.

A partir de cet état d'équilibre, injectons, par des procédés que nous verrons ultérieurement, des porteurs *minoritaires* en un point de ce semi-conducteur : ils diffusent vers l'intérieur du cristal. Au cours de ce déplacement, ils disparaissent progressivement par recombinaison avec les porteurs majoritaires présents en grand nombre, jusqu'à ce que le produit *np* reprenne sa valeur d'équilibre.

Définition. — *On appelle durée de vie des porteurs minoritaires le temps au bout duquel le nombre de ces porteurs non encore recombinés est devenu égal à une fraction* $1/e$ ($e = 2{,}718...$) *du nombre initial des porteurs injectés.*

Pour le germanium et le silicium intrinsèques, ces durées de vie sont de quelques millisecondes ; elles peuvent descendre à quelques dixièmes de microsecondes pour des semi-conducteurs extrinsèques.

Des valeurs trop faibles de la durée de vie rendent les semi-conducteurs inutilisables.

Longueur de diffusion. — C'est la distance parcourue par les porteurs minoritaires pendant leur durée de vie.

Elle dépend :

— De la durée de vie.
— De la mobilité des porteurs.

Elle ne dépasse pas quelques dixièmes de millimètres dans les cas les plus favorables.

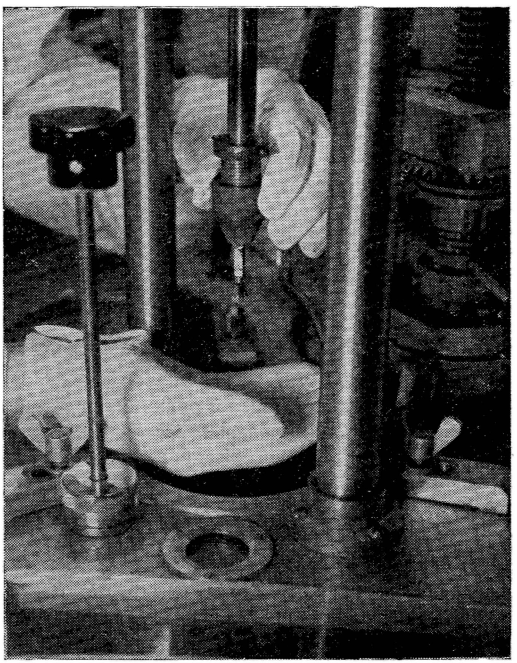
3.16 NOTIONS SUR L'OBTENTION DES SEMI-CONDUCTEURS.

L'étude précédente, nous a montré l'influence prépondérante des impuretés, même à doses imperceptibles : *la première difficulté technique à résoudre est la purification du corps.*

La purification par voie chimique est insuffisante ; il faut faire appel à des procédés physiques, tels que la *fusion de zone*, qui permettent d'obtenir des taux d'impureté inférieurs à 10^{-10}.

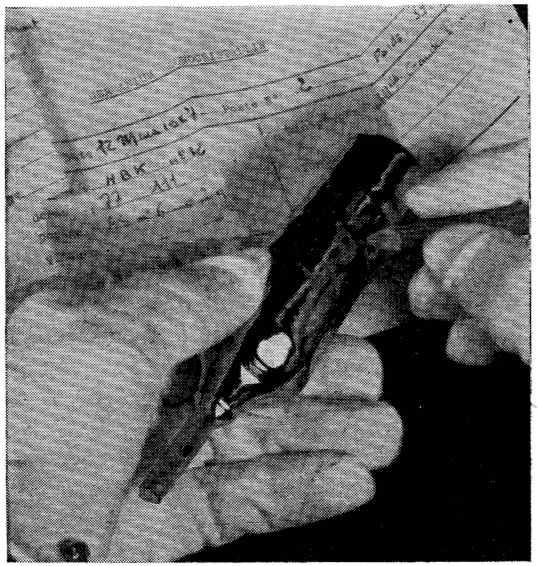
Il s'agit ensuite de *doper* le semi-conducteur par des impuretés choisies, et à des doses déterminées. Ces doses sont si faibles, de l'ordre de 10^{-8}, et les dangers de souillures parasites si grands, que là encore on rencontre de nombreux problèmes.

Enfin le *tirage* de monocristaux aussi parfaits que possible est aussi une opération délicate.



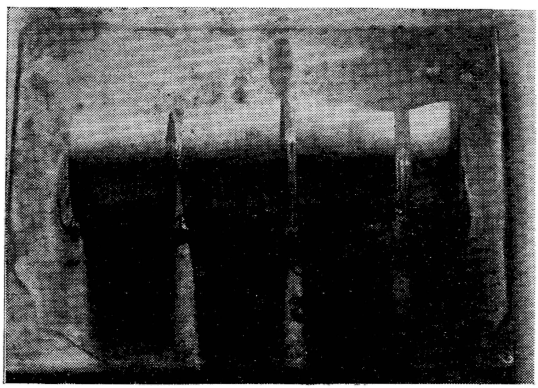
Germe d'un monocristal, avant son introduction dans le four de tirage.

Cliché CSF - René BOUILLOT



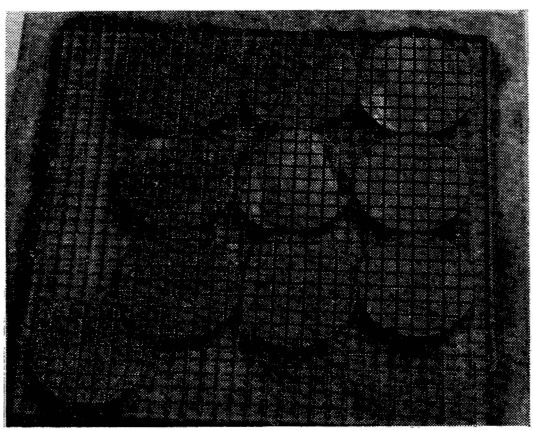
Monocristal de germanium.

Cliché CSF - René BOUILLOT



Découpage du monocristal par tranches de résistivité.

Cliché CSF - René BOUILLOT



Découpage des tranches en pastilles.

Cliché CSF - René BOUILLOT

EXERCICES

3.1 On sait que le travail des forces électriques appliquées à une charge q subissant une chute de potentiel U est donné par la formule $W = qU$ (1.10). En déduire que si cette charge est transportée par un courant d'intensité I pendant un temps t, la puissance du courant électrique est $P = UI$.

3.2 Calculer la vitesse du déplacement d'ensemble des électrons de conduction dans un fil de cuivre de diamètre 1 mm, parcouru par un courant de 10 A. On rappelle qu'il y a en moyenne un électron libre par atome de cuivre.

Données : masse atomique 63,5 ; masse volumique 8,9 g/cm^3 ; nombre d'Avogadro $6{,}02 \times 10^{23}$.

3.3 Quelle est la résistivité d'un conducteur dans lequel la densité de courant est de 1 000 A/cm^2 lorsque le champ électrique est de 2,8 mV/cm.

3.4 Un matériau conducteur possède une densité en électrons libres égale à 10^{23} par centimètre cube. Calculer la résistivité si ces électrons ont une mobilité de 35 cm^2/V. s.

3.5 Dans un fil de cuivre de section 1 mm^2 et de résistivité 1,7 μΩ cm, parcouru par un courant de 1 A, les électrons se déplacent avec une vitesse moyenne de 0,07 mm/s. Calculer leur mobilité.

3.6 La résistance d'un conducteur métallique croît avec la température suivant une loi linéaire $R = R_0(1 + \alpha t)$. Montrer que le coefficient de température α répond bien à la définition générale donnée au paragraphe 3.9. Dépend-il de la température dans le cas d'un métal ?

3.7 Décrire les structures cristallines du carbone ; du germanium ; du silicium.

3.8 Calculer la résistivité du germanium pur, d'après les données suivantes : $n_i = 2{,}5 \times 10^{13}$; $\mu_n = 3\,900$ cm^2/V. s ; $\mu_p = 1\,900$ cm^2/V. s. Quelle est la résistance d'un disque de germanium de section 10 mm^2 et d'épaisseur 5 mm ? Mêmes questions pour du silicium pur ($n_i = 1{,}5 \times 10^{10}$; $\mu_n = 1\,200$; $\mu_p = 500$).

3.9 A l'aide des données du cours, calculer la constante C qui intervient dans la formule du paragraphe 3.9.

3.10 La résistivité d'un semi-conducteur varie avec la température suivant la loi $\rho = a\, e^{b/T}$.

a) Exprimer le coefficient de température α en fonction de b et T.

b) L'énergie d'activation intrinsèque du germanium est de 0,72 eV. En déduire la valeur de α à 15 °C pour ce semi-conducteur ; comparer avec le coefficient de température du cuivre.

(Constante de Boltzmann : $k = 1{,}38 \times 10^{-23}$ J/deg).

3.11 La résistivité d'un semi-conducteur varie avec la température suivant la loi $\rho = a\ e^{b/T}$. Tracer la courbe représentative en portant lg ρ en ordonnées et $\frac{1}{T}$ en abscisses.

3.12 L'agitation thermique n'est pas la seule cause de rupture des liaisons covalentes d'un semi-conducteur ; la conductibilité peut apparaître également sous l'action d'un rayonnement électromagnétique.

Calculer la longueur d'onde et la fréquence du rayonnement nécessaire pour activer le germanium.

Données : constante de Planck $h = 6{,}62 \times 10^{-34}$ J. s ; énergie d'activation intrinsèque du germanium $W = 0{,}72$ eV.

3.13 Expliquer la conductibilité extrinsèque dans les cas suivants : silicium dopé par de l'antimoine ; silicium dopé par du bore. Quels sont les porteurs majoritaires ? minoritaires ? les types de conductibilité ?

3.14 Calculer la résistivité d'un cristal de silicium dopé par de l'antimoine, lorsque la densité en impureté est de 10^{14} atomes par centimètre cube.

3.15 Sachant que la masse volumique du germanium est 5,35 g/cm^3 et sa masse atomique 72,6, calculer la résistivité d'un cristal dopé par un élément accepteur à la dose de 10^{-8}.

Données : $n_i = p_i = 2{,}5 \times 10^{13}$; $\rho_i = 0{,}5\ \Omega.\text{m}$; nombre d'Avogadro $N = 6{,}02 \times 10^{23}$.

3.16 La température limite d'utilisation est plus élevée pour le silicium (200 °C) que pour le germanium (100 °C) : montrer que cet écart est dû au fait que l'énergie d'activation intrinsèque du silicium est plus grande que celle du germanium.

3.17 Représenter graphiquement les variations de la densité en porteurs minoritaires dans le silicium en fonction de la densité en atomes donneurs, lorsque celle-ci varie de 10^{12} à 10^{20} par centimètre cube (utiliser des échelles logarithmiques de coordonnées).

Données : $n_i = p_i = 1{,}5 \times 10^{10}$.

CHAPITRE 4

VARISTANCES*

On désigne généralement sous ce vocable des éléments semi-conducteurs dont la résistance électrique peut varier considérablement sous l'action de la température (thermistances) ou de la tension appliquée aux bornes (résistances non linéaires).

I. THERMISTANCES

Nous avons vu aux paragraphes 3.6 et 3.9 que la résistivité des semi-conducteurs est fonction décroissante de la température ; ce phénomène est particulièrement prononcé chez certains semi-conducteurs.

4.1 DÉFINITION.

Une thermistance est une résistance constituée par un semi-conducteur à coefficient de température négatif élevé, d'où le nom de « résistance C. T. N. » (Coefficient de Température Négatif) qui lui est encore donné.

Symbole (fig. 4-1).

FIG. 4-1

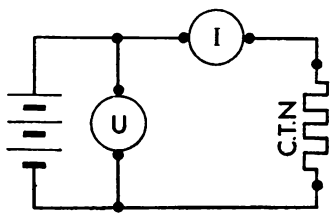


FIG. 4-2

Expérience. — Réalisons le montage représenté à la figure 4-2. Avec un certain type de thermistance, nous avons obtenu à la température ambiante :

$$U = 6\,\text{V}, \quad I = 0{,}9\,\text{mA} ; \quad \text{d'où} \quad R = 6{,}66\,\text{k}\Omega.$$

Chauffons l'élément entre nos doigts : pour une tension U constante, nous observons un courant plus intense, ce qui traduit une diminution de la résistance

$$U = 6\,\text{V}, \quad I = 1{,}2\,\text{mA} \; ; \; \text{d'où} \quad R = 5\,\text{k}\Omega\,.$$

Une élévation de température de quelques degrés a entraîné une diminution notable de la résistance.

La résistance d'une thermistance décroît rapidement lorsque la température augmente.

4.2 CONSTITUTION.

Les thermistances sont constituées par des oxydes métalliques qui ont été réduits en poudre, agglomérés et portés à haute température (opération du *frittage*).

En modifiant la nature des oxydes et les proportions de leur mélange, on obtient toute une gamme de valeurs pour la résistivité et le coefficient de température.

Les thermistances se présentent sous forme de bâtonnets, de pastilles ou de perles, avec sorties par deux connexions.

4.3 LOI DE VARIATION DE LA RÉSISTIVITÉ EN FONCTION DE LA TEMPÉRATURE.

Comme pour tout semi-conducteur, la loi de variation est exponentielle (3.9)

$$\rho = a\, \mathrm{e}^{b/T}\,.$$

Les valeurs de a et b dépendent de la constitution de la thermistance.

On prend souvent pour référence la température 25 °C, pour laquelle la résistivité a une valeur ρ_{25}. La résistivité à la température T (°K) est alors donnée par l'expression (exercice 4.1)

$$\rho = \rho_{25} \exp\left[b\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{298}\right)\right].$$

En passant au logarithme décimal :

$$\boxed{\lg \frac{\rho}{\rho_{25}} = \frac{b}{2{,}3}\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{298}\right)}\,.$$

La figure 4-3 fournit à titre indicatif la courbe de variation pour un certain type de thermistance. On constate que la résistivité de ce matériau varie dans le rapport 1 000 entre − 20 °C et + 180 °C.

Suivant les oxydes et les mélanges, ρ_{25} est compris entre $5 \times 10^{-3}\ \Omega.\text{m}$ et $50\ \Omega.\text{m}$.

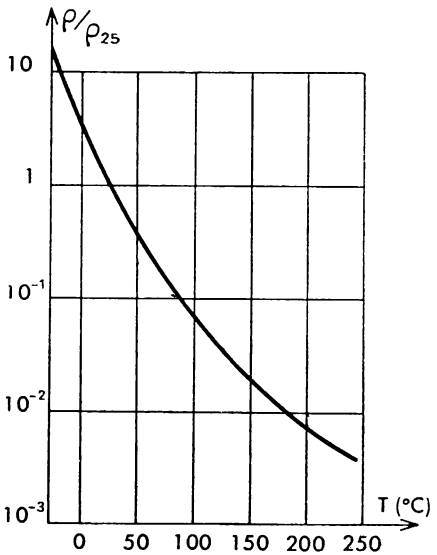


FIG. 4-3

Coefficient de température. — En appliquant la définition du paragraphe 3.9, un calcul de dérivée conduit à :

$$\boxed{\alpha = -\frac{b}{T^2}} \qquad \left(\text{soit : } \alpha\,(\%) = -\frac{100\,b}{T^2}\right).$$

A 25 °C, $$\alpha_{25}\,(\%) = \frac{-\,100\,b}{(298)^2} \approx -\frac{b}{900}.$$

Remarques :

a) Le signe négatif traduit le fait que la résistivité est fonction décroissante de la température.

b) Par définition même d'une thermistance, le coefficient de température est élevé. Suivant le matériau, α_{25} est généralement compris entre − 1 % et − 5 % ; comparez avec le coefficient de température d'un métal.

c) α varie avec la température.

4.4 CARACTÉRISTIQUE TENSION-COURANT.

Expérience. — Réalisons le montage de la figure 4-4. Faisons croître progressivement l'intensité I, et pour différentes valeurs de celle-ci relevons les valeurs correspondantes de la tension U, en prenant soin d'attendre l'équilibre thermique avant chaque lecture.

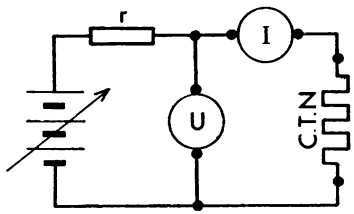


FIG. 4-4

Nous obtenons une caractéristique semblable à celle représentée à la figure 4-5 (notez l'emploi d'échelles logarithmiques). **Nous observons que la tension aux bornes de la thermistance passe par un maximum,** appelé *basculement.*

Interprétation. — Tant que le courant est très faible, l'échauffement de l'élément par effet Joule est négligeable, et la tension est proportionnelle à l'intensité ; la caractéristique $U(I)$ est rectiligne dans sa première partie.

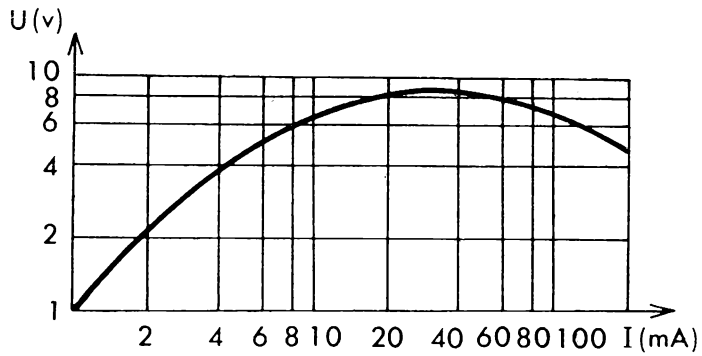


FIG. 4-5

A mesure que le courant croît, la température de la thermistance dépasse la température ambiante : sa résistance diminue. La tension est donc plus petite que ce qu'elle serait si la résistance restait constante.

Pour des intensités encore plus grandes, la diminution de résistance due à l'échauffement devient le facteur prépondérant : toute augmentation de courant conduit alors à une baisse de tension.

Remarques. — La forme de la caractéristique $U(I)$ dépend :

a) De la valeur du coefficient de température : le basculement est plus accusé si α est grand.

b) Des conditions de refroidissement, notamment de la température ambiante : le maximum est plus élevé dans une ambiance froide.

Une thermistance ne suit pas la loi d'Ohm. — La caractéristique $U(I)$ n'est pas rectiligne, sauf dans sa première partie ; le rapport $R = \frac{U}{I}$ ne reste pas constant lorsque I varie.

Les thermistances nous fournissent un exemple d'éléments *non linéaires.*

Résistance dynamique (ou *différentielle*). — Rétablissons la caractéristique $U(I)$ en échelles linéaires (fig. 4-6). Supposons que l'élément soit utilisé au voisinage du point M (U_0, I_0) : ce point est appelé *point de fonctionnement.*

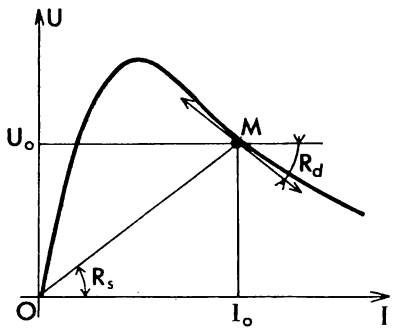


FIG. 4-6

Le quotient $R_s = \dfrac{U_0}{I_0}$ est la *résistance statique* au point M ; il correspond à la pente de la droite OM.

Si l'on impose à I une petite variation ΔI autour de I_0, U variera de ΔU autour de U_0. On appelle *résistance dynamique* en M le quotient $R_d = \dfrac{\Delta U}{\Delta I}$; il correspond à la pente de la tangente à la caractéristique en M.

Les résistances statique et dynamique peuvent avoir des valeurs très différentes l'une de l'autre. R_s est toujours positive, mais après basculement R_d devient négative.

4.5 APPLICATIONS DES THERMISTANCES.

On distingue trois grands groupes d'applications suivant que la thermistance est ou non le siège d'un effet Joule important, et suivant les conditions de refroidissement.

1er groupe : La thermistance n'est pratiquement pas chauffée par le courant qui la traverse. — *Les variations de résistance sont provoquées par des changements de température ambiante.*

EXEMPLES : 1. *Thermométrie.* — Dans les montages les plus simples (fig. 4-7), la thermistance est placée en série avec un milliampèremètre. La température à mesurer agit sur la résistance de l'élément, donc sur l'intensité du courant dans le circuit. Le milliampèremètre est gradué directement en température, après tarage préalable.

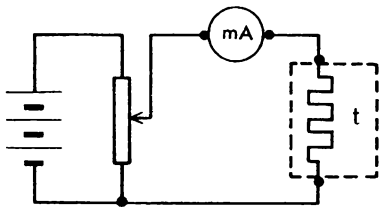


FIG. 4-7

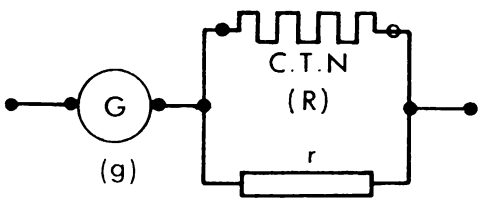


FIG. 4-8

2. *Compensation d'ambiance.* — Les éléments métalliques possèdent des coefficients de température positifs (3.4). Il s'ensuit des variations de résistance, parfois inadmissibles dans le cas d'appareils sensibles tels que les galvanomètres. On réduit ces variations en plaçant en série une thermistance convenablement choisie ; on obtient encore plus de précision en shuntant celle-ci par une résistance fixe (fig. 4-8).

3. *Compensation de la dérive thermique des transistors.* — Cette application sera étudiée dans les chapitres consacrés aux transistors.

2e groupe : La thermistance est chauffée par le courant qui la traverse. — Si l'on suppose la température ambiante constante, *les variations de résistance sont provoquées par des changements d'intensité.*

EXEMPLES : 1. *Temporisation des relais* (fig. 4-9). — Lorsqu'on abaisse l'interrupteur *K*, la source *E* fait circuler un courant qui échauffe progressivement la thermistance. La résistance de celle-ci diminue, ce qui entraîne un accroissement de l'intensité dans le relais. Au bout d'un certain temps cette intensité devient suffisante pour provoquer l'enclenchement.

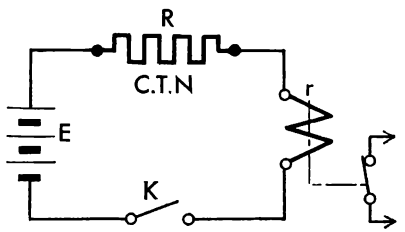


FIG. 4-9

2. *Régulation de tension.* — Un dispositif simplifié consiste à utiliser un pont dont l'une des branches comporte une thermistance (fig. 4-10). La courbe de réponse est donnée à la figure 4-11 : elle nous montre que E_2 reste constant si E_1 varie autour de la valeur *X*.

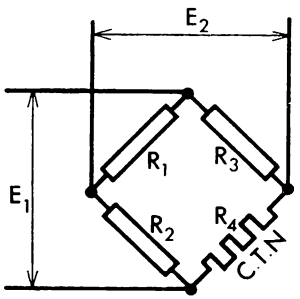


FIG. 4-10

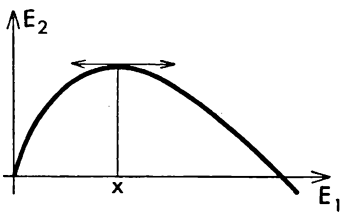


FIG. 4-11

3. *Limitation d'amplitude des oscillateurs.* — Cette application sera étudiée à propos des oscillateurs *RC*.

4. *Protection contre les surintensités.* — Certains circuits ne présentent qu'une faible valeur ohmique lorsqu'on applique la tension, puis prennent une valeur beaucoup plus élevée en régime ; c'est le cas notamment des dispositifs comportant des filaments de chauffage, tels que les lampes de projecteurs. Il se produit, à la mise sous tension, une pointe de courant, préjudiciable à la longévité de ces lampes. On supprime cette surintensité en plaçant une thermistance en série avec le filament. A froid, la résistance de la thermistance est importante,

puis elle diminue par suite de l'échauffement dû à l'effet Joule. Dans ces conditions, le courant dans l'ensemble croît progressivement jusqu'à sa valeur nominale (fig. 4-12).

5. *Mesure des puissances.* — Les mesures de puissance en ondes décimétriques et centimétriques se font à l'aide d'une thermistance perle servant de charge à un guide d'onde. Le montage utilisé est représenté à la figure 4-13. On équilibre le pont en courant continu ; l'appareil de mesure permet de connaître la puissance continue P_1 fournie à la thermistance. On applique ensuite la haute fréquence et on rétablit l'équilibre en agissant sur le potentiomètre ; on détermine la nouvelle puissance continue P_2 fournie à la thermistance. La différence $P_1 - P_2$ est égale à la puissance H. F.

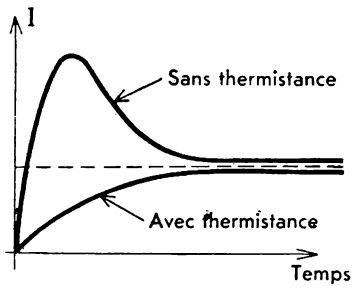


FIG. 4-12

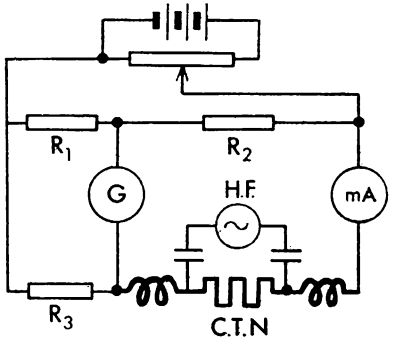


FIG. 4-13

3e groupe : Le courant qui traverse la thermistance est élevé et constant, et la température ambiante est constante ; mais la conductibilité thermique du milieu extérieur varie. — *La température de l'élément, donc sa résistance, dépendent alors de la facilité d'évacuation de la chaleur dégagée.*

EXEMPLES : 1. *Jauges à vide.* — La dissipation thermique dépend de la pression du gaz.

2. *Débitmètres.* — La dissipation thermique dépend de la vitesse d'écoulement du gaz.

3. *Jauges de niveau liquide.* — La dissipation thermique varie brusquement lorsque le liquide arrive au contact de la thermistance.
etc.

4.6 RÉSISTANCES A COEFFICIENT DE TEMPÉRATURE POSITIF.

Les progrès technologiques ont permis de réaliser assez récemment des résistances non linéaires à coefficient de température positif (C. T. P.).

Principe. — Au-delà d'une certaine température, appelée *point de Curie*, certains matériaux subissent une modification de leur structure cristalline, accompagnée d'une modification des propriétés électriques. Les résistances C. T. P. sont constituées par du *titanate de baryum* fritté, dont la résistivité croît rapidement au-delà du point de Curie.

Au moyen d'additifs, on peut modifier le point de transition du titanate, entre 30 et 100 °C, ainsi que son coefficient de température, qui peut atteindre jusqu'à + 60 % par degré C.

Caractéristique $R(T)$ (fig. 4-14). — Elle présente trois zones :

— Zone I, située avant le point de transformation : le coefficient de température est légèrement négatif ;

— Zone II, *très étroite*, où s'effectue la modification cristalline : le coefficient de température devient nettement positif ;

— Zone III : le coefficient de température redevient négatif.

Le domaine d'utilisation pratique de la C. T. P. s'étend de la zone I à la zone II.

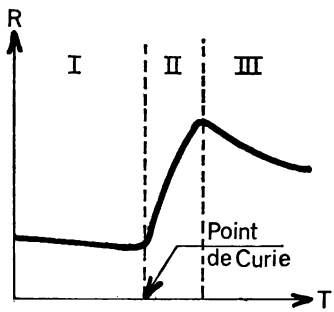


FIG. 4-14.

Caractéristique courant-tension. — A température ambiante constante, elle a une allure semblable à celle représentée à la figure 4-15.

N. B. Le courant est ici porté en ordonnées, alors qu'il était porté en abscisses sur la figure 4.5 relative à une C. T. N.

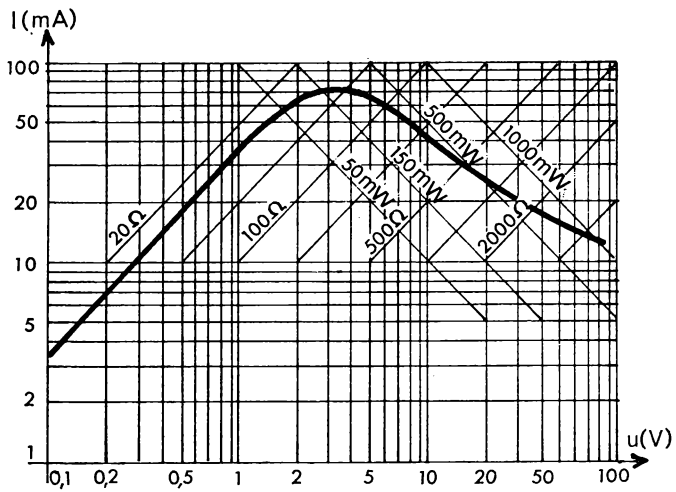


FIG. 4-15.

Applications. — Les principales applications des C. T. P. sont actuellement :

— la mesure des niveaux de liquides ;
— la protection thermique des moteurs ;
— les interrupteurs thermiques pour circuits d'alarme.

La très grande sensibilité des C. T. P. aux variations de température semble devoir leur promettre un bel avenir.

II. RÉSISTANCES NON LINÉAIRES

Encore appelées résistances N. L. ou V. D. R. (voltage dépendant résistor).

4.7 DÉFINITION.

Une résistance non linéaire est une résistance dont la valeur décroît rapidement lorsque la tension à ses bornes augmente.

Symbole (fig. 4-16).

Expérience. — Réalisons le montage représenté à la figure 4-17. Donnons à la tension U deux valeurs différentes, mesurons les intensités correspondantes, et calculons les résistances.

FIG. 4-16

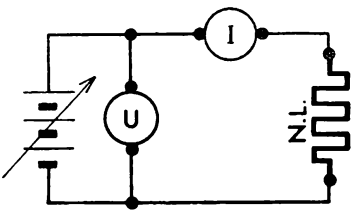


FIG. 4-17

Avec un certain type de résistance N. L. nous avons obtenu :

— Pour $U = 10$ V : $I = 4{,}5$ mA, d'où $R = \frac{U}{I} \approx 2\,200\ \Omega$.

— Pour $U = 30$ V : $I = 90$ mA, d'où $R = \frac{U}{I} \approx 330\ \Omega$.

Une augmentation de tension de quelques dizaines de volts a entraîné une diminution considérable de la résistance.

4.8 CONSTITUTION.

Le constituant fondamental des résistances N. L. est un semi-conducteur : le *carbure de silicium*. Celui-ci est mis en poudre, aggloméré par un liant, et cuit au four à des températures inférieures à 1 000 °C.

Les modèles se présentent sous forme de pastilles, de disques ou d'anneaux, avec sorties par deux connexions.

4.9 CARACTÉRISTIQUE TENSION-COURANT.

Expérience. — A l'aide du montage de la figure 4-17, faisons croître progressivement la tension U et relevons les valeurs correspondantes de l'intensité I.

Nous obtenons une caractéristique semblable à celle de la figure 4-18 *a*.

Cette caractéristique n'est pas une droite : **les résistances N. L. ne suivent pas la loi d'Ohm.** Ce sont des éléments *non linéaires*.

Remarque. — La résistance statique en un point de fonctionnement M est égale à la pente de la droite OM ; on vérifie bien sur la figure que cette pente diminue lorsqu'on augmente la tension.

Equation de la caractéristique. — La caractéristique d'une résistance N. L. a pour équation :

$$\boxed{U = KI^n} .$$

La valeur de l'exposant n ne dépend que de la nature de l'élément. Elle est comprise entre 0,1 et 0,5.

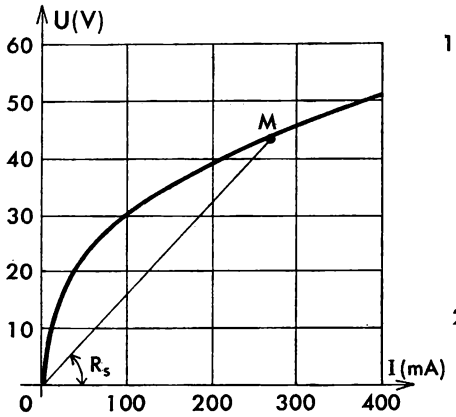


FIG. 4-18 *a*

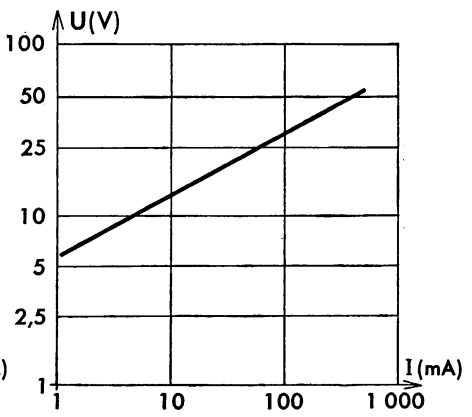


FIG. 4-18 *b*

Le coefficient K dépend :

— De la nature du semi-conducteur.
— De la forme et des dimensions du modèle.
— De la température (4.10).

Sa valeur est comprise entre quelques dizaines et plusieurs milliers, dans le système S. I.

On représente souvent la caractéristique en coordonnées logarithmiques :

$$\lg U = \lg K + n \lg I .$$

C'est alors une droite, d'ordonnée à l'origine lg K et de pente n (fig. 4-18 *b*).

4.10 INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE.

Le coefficient K varie avec la température :

$$K = K_0(1 + \alpha t) . \qquad (\alpha < 0).$$

Les variations de la résistance d'un élément N. L. avec la température constituent un phénomène parasite, que l'on s'efforce d'éliminer :

a) En faisant fonctionner la V. D. R. dans des conditions telles qu'il n'y ait pas d'échauffement notable par effet Joule.

b) En choisissant un matériau à *faible* coefficient de température. Pour le carbure de silicium, α est compris entre 0,1 et 0,2 % par degré.

4.11 APPLICATIONS DES R. N. L.

Elles sont très diverses. EXEMPLES :

— *Protection contre les surtensions.* — A l'ouverture ou à la fermeture d'un circuit inductif, il se produit une surtension $L \frac{di}{dt}$, qui peut être réduite en plaçant une R. N. L. en parallèle avec l'inductance. En régime normal, la tension aux bornes est faible et la R. N. L. offre une résistance élevée : elle ne consomme que très peu. Par contre, toute surtension fait diminuer cette résistance et l'élément tend à se comporter comme un shunt.

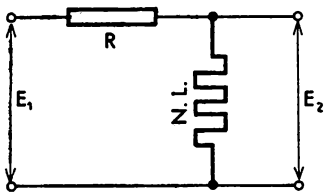


FIG. 4-19

— *Stabilisation de tension* (fig. 4-19). — Si E_1 augmente, la R. N. L. devenant plus conductrice s'oppose à la croissance de E_2 ; l'inverse se produit si E_1 diminue.

— *Dilatation d'une échelle d'ampèremetre.* — Il est parfois nécessaire d'accuser les variations du courant avec la tension, afin d'obtenir une échelle de lecture dilatée dans un certain domaine. On y arrive facilement en plaçant une R. N. L. en série avec l'ampèremètre.

Citons encore leur emploi dans les parafoudres ; la protection des transformateurs de sortie d'image ; les compresseurs et expanseurs de contraste ; la répartition des tensions inverses de diodes en série, etc.

EXERCICES

4.1 Etablir l'expression

$$\lg \frac{\rho}{\rho_{25}} = \frac{b}{2{,}3} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{298} \right) .$$

4.2 On considère le matériau dont la courbe de résistivité est donnée à la figure 4-3.

a) Calculer sa constante b ; en déduire α_{25} et α_{100}.

b) Calculer la variation relative de résistivité lorsque la température passe de 100 °C à 105 °C.

c) Une thermistance constituée par ce matériau possède une résistance de 500 Ω à 25 °C. Quelle est sa résistance à 120 °C ?

4.3 Une thermistance à 25 °C présente une résistance $R_{25} = 7\,200\ \Omega$, avec un coefficient de température $\alpha_{25} = -4{,}5\ \%$.

a) Calculer sa constante b et R_{50}.

b) Tracer la courbe $R(t)$ en employant une échelle logarithmique en ordonnées.

c) Tracer la courbe $\alpha(t)$ entre − 50 °C et + 200 °C.

4.4 La caractéristique $U(I)$ d'une thermistance est tracée en coordonnées logarithmiques. Avec de telles échelles, trouver les lieux des points correspondant :

a) à une même résistance R,

b) à une même puissance P.

Sur le graphique de la figure 4-5, mettre en place :

a) Le réseau des courbes $R = 1\,000\ \Omega$, $R = 100\ \Omega$, $R = 10\ \Omega$, $R = 1\ \Omega$.

b) Le réseau des courbes $P = 1$ W, $P = 100$ mW, $P = 10$ mW, $P = 1$ mW.

4.5 Rétablir la courbe de la figure 4-5 en échelles linéaires. En déduire la courbe $R(I)$ à l'aide d'une construction par points. Comparer avec la courbe $R(I)$ que l'on obtiendrait si l'élément était linéaire.

4.6 La thermistance dont la caractéristique $U(I)$ est donnée à la figure 4-5 est mise en série avec un générateur de F.E.M. $E = 12$ V, de résistance interne négligeable, et avec une résistance $r = 30\ \Omega$. Après avoir rétabli la caractéristique en coordonnées linéaires, déterminer le point de fonctionnement. Calculer les résistances statique et dynamique en ce point.

4.7 La résistance R d'une thermistance varie avec la température suivant une loi exponentielle $R = a\,e^{b/T}$. Cette thermistance est mise en série avec une résistance r de coefficient de température négligeable. Un générateur de F.E.M. E fait passer un courant I dans cet ensemble.

a) Calculer l'intensité I : à $-\ 273$ °C ; à des températures très élevées.

b) Trouver l'*allure* de la courbe $I(T)$. Cette courbe possède un point d'inflexion : quel en est l'intérêt si le dispositif est utilisé pour des mesures de température ?

Application numérique : $E = 10$ V ; $r = 100\ \Omega$; $R_{25} = 500\ \Omega$; $\alpha_{25} = -\ 3\ \%$.

4.8 *Etude d'un thermomètre.* Le montage est celui de la figure 4-7. On utilise un milliampèremètre magnétoélectrique 0-1 mA, de résistance interne $r = 500\ \Omega$, et gradué directement en températures. La résistance R de la thermistance est 800 Ω à 50 °C et 3 400 Ω à 0 °C.

Les éléments du montage ont été choisis de telle façon que le courant varie quasi linéairement en fonction de la température au voisinage de 50 °C.

a) Déterminer la tension nécessaire à la sortie du potentiomètre pour que la graduation 50 °C soit au centre du cadran.

b) Calculer l'intensité du courant à 0 °C.

c) Pour quelle température observe-t-on la déviation complète de l'aiguille ? Quelle est alors la valeur de R ?

4.9 La résistance R d'une thermistance varie avec la température suivant une loi exponentielle $R = a\,e^{b/T}$. Cette thermistance est mise en parallèle avec une résistance r de coefficient de température négligeable. On appelle Z la résistance de l'ensemble.

a) Calculer Z : à $-\ 273$ °C ; à des températures très élevées.

b) Trouver l'*allure* de la courbe $Z(T)$. Cette courbe présente un point d'inflexion : quel en est l'intérêt si le dispositif est utilisé pour assurer une compensation d'ambiance ?

Application numérique : $r = 100\ \Omega$; $R_{25} = 500\ \Omega$; $\alpha_{25} = -3\ \%$.

4.10 *Etude d'un compensateur d'ambiance* (fig. 4-8). r est une résistance à coefficient de température négligeable. Le relevé des variations de la résistance g du cadre de cuivre du galvanomètre a fourni les valeurs suivantes : à $+ 5\ ^{o}C$, $g_5 = 92\ \Omega$; à $+ 15\ ^{o}C$, $g_{15} = 96\ \Omega$; à $+ 25\ ^{o}C$, $g_{25} = 100\ \Omega$.

A 25 °C, la résistance R de la thermistance est $R_{25} = 30\ \Omega$ et son coefficient de température $\alpha_{25} = -2\ \%$.

a) Exprimer le coefficient de température α'_t du compensateur (ensemble r, R) en fonction de α_t, r et R_t.

b) Déterminer la valeur qu'il faut donner à r pour assurer une compensation exacte à $+ 20\ ^{o}C$.

c) Calculer l'erreur de compensation à 25 °C, et l'exprimer en pour cent. Comparer avec l'erreur que l'on obtiendrait si le cadre n'était pas compensé.

4.11 *Etude d'un régulateur de tension.* La thermistance dont la caractéristique tension-courant est donnée à la figure 4-5 est mise en série avec une résistance $r = 15\ \Omega$.

A. Tracer, en coordonnées linéaires, la caractéristique $U(I)$ de cet ensemble. En déduire la valeur de la tension régulée.

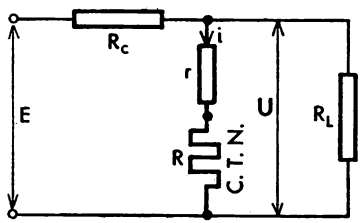


FIG. 4-20

B. Le régulateur ainsi constitué est destiné à alimenter, sous tension constante U, une résistance de charge $R_L = 50\ \Omega$, à partir d'une tension $E = 24$ V (fig. 4-20) ; R_c est une résistance chutrice.

a) Soit I le courant dans la thermistance : établir la relation entre I, U, E, R_c et R_L.

b) Calculer R_c pour que I s'établisse à 150 mA.

c) Entre quelles limites varie U lorsque E subit des fluctuations de $\pm 15\ \%$.

4.12 Déterminer les constantes K et n de la R. N. L. dont la caractéristique est représentée à la figure 4-18. Donner la valeur de K : *a*) Lorsque U est en volts et I en milliampères, *b*) Lorsque U est en volts et I en ampères.

Calculer les résistances statique et dynamique pour un courant de 200 mA.

4.13 Une R. N. L. a pour constantes $K = 100$ (U en volts, I en mA), et $n = 0{,}2$. Exprimer I en fonction de U ; tracer la caractéristique $I(U)$.

4.14 Les essais d'une R. N. L. ont fourni les résultats suivants :

$$U = 180\ \text{V},\ I = 1\ \text{mA} ;\quad U = 500\ \text{V},\ I = 20\ \text{mA}.$$

a) Calculer les constantes K et n.

b) Exprimer la résistance statique R en fonction de I, puis en fonction de U. Tracer les courbes correspondantes.

c) Exprimer la puissance P en fonction de I, puis en fonction de U. Tracer les courbes correspondantes.

4.15 Sur le graphique de la figure 4-18 *b*, mettre en place les réseaux de courbes :

$$P = 0{,}25\ \text{W} ; P = 0{,}5\ \text{W} ; P = 1\ \text{W} ; P = 3\ \text{W} ;$$

$$R = 10\ \text{k}\Omega ; R = 1\ \text{k}\Omega ; R = 100\ \Omega ; R = 10\ \Omega.$$

4.16 *Dilatation d'échelle.* La R. N. L. dont la caractéristique est donnée à la figure 4-18, est montée en série avec un milliampèremètre magnétoélectrique 0-250 mA de résistance négligeable. On applique aux bornes de l'ensemble une tension continue dont la plage intéressante de variations se situe entre 30 et 40 V.

a) Graduer le milliampèremètre directement en volts.

b) Expliquer l'intérêt de la R. N. L. en comparant avec la graduation que l'on obtiendrait en remplaçant la R. N. L. par une résistance ohmique de valeur 200 Ω.

4.17 *a*) Connaissant l'allure de la caractéristique $R(T)$ d'une résistance C. T. P., interpréter la forme de la caractéristique $I(U)$ représentée à la figure 4-15.

b) Rétablir cette dernière en échelles linéaires.

c) La résistance C. T. P. ainsi considérée est mise en série avec une source de tension continue de F. E. M. $E = 75$ V et avec une résistance de charge $R = 1\,600\ \Omega$.
Montrer qu'il existe trois points de fonctionnement possibles, mais que deux seulement correspondent à des états stables. Parmi les deux états stables, quel est celui qui correspond à un coefficient de température positif ?

d) Pour atteindre le point stable à coefficient de température positif au moment de la mise en service, on court-circuite temporairement une partie r de R, puis on rétablit la charge normale une fois l'équilibre thermique atteint. Interpréter le mécanisme des opérations sur la caractéristique $I(U)$ tracée en coordonnées linéaires ; calculer la valeur minimale de r.

CHAPITRE 5

CONVENTIONS DE SIGNES

Ce chapitre a pour but de préciser les conventions de signes qui seront utilisées dans toute la suite de l'ouvrage.

5.1 INTENSITÉ DU COURANT.

Considérons un élément de circuit quelconque, délimité par deux bornes A et B (fig. 5-1). Cet élément est traversé par un courant i, qui peut être soit continu, soit variable dans le temps.

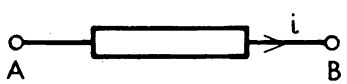


FIG. 5-1

Dans le premier cas, il arrive souvent que l'on ne sache pas à priori, avant que le problème soit résolu, quel est le sens de passage du courant.

Dans le deuxième cas, il est fréquent que pendant certaines époques le courant passe dans un sens, puis dans l'autre sens pendant d'autres époques (exemple simple : courant sinusoïdal).

Pour tenir compte de ces différentes possibilités, **nous allons choisir arbitrairement un sens de parcours le long de l'élément de circuit,** par exemple de A vers B.

— Si le courant i circule réellement dans ce sens, nous conviendrons de dire qu'il est *positif.*

— Si le courant i circule en réalité dans le sens contraire, nous dirons qu'il est *négatif.*

Nous avons ainsi transformé l'intensité de courant en une grandeur *algébrique.*

Nous symboliserons le sens de parcours choisi par une flèche, portant l'indication i (fig. 5-1).

Exemples.

1. Si, à un instant donné, le courant circule réellement de A vers B avec une intensité de 3 A, nous écrirons :

$$i = +3\,\text{A}.$$

(Rappelons que, dans le cas envisagé, les électrons se déplacent eux de B vers A).

2. Si, à un autre instant, le courant circule réellement de B vers A avec une intensité de 5 A, nous écrirons :

$$i = -5\,\text{A}.$$

3. Pour un courant sinusoïdal $i = 6 \sin \omega t$ (fig. 5-2) :

— Entre les temps 0 et $\frac{T}{2}$, le courant circule réellement de A vers B.

— Entre les temps $\frac{T}{2}$ et T, il circule de B vers A.

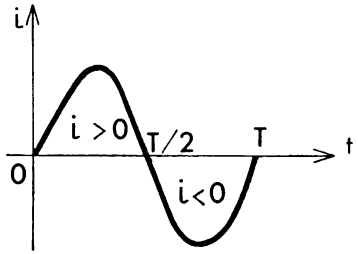


FIG. 5-2

5.2 DIFFÉRENCE DE POTENTIEL (OU TENSION).

Considérons toujours le même élément de circuit : étant traversé par un courant, il présente entre ses bornes une D. D. P. qui, dans le cas le plus général, varie au cours du temps.

Il est indispensable de définir avec précision la D. D. P. envisagée. — On peut en effet envisager la différence $V_A - V_B$ (potentiel de A — potentiel de B), ou la différence $V_B - V_A$ (potentiel de B — potentiel de A).

Elles ne sont surtout pas à confondre, car si l'une est positive à un instant donné, il est évident qu'au même instant l'autre est négative.

Nous symboliserons la D. D. P. choisie par une flèche, portant l'indication v ou u.

— *Une flèche dirigée de B vers A signifie que l'on envisage la D. D. P.* $V_A - V_B$ (fig. 5-3 *a*).

— *Une flèche dirigée de A vers B signifie que l'on envisage la D. D. P.* $V_B - V_A$ (fig. 5-3 *b*).

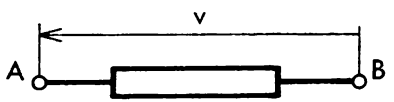


FIG. 5-3 *a*

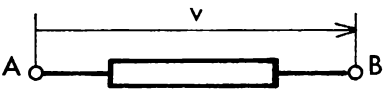


FIG. 5-3 *b*

Les D. D. P. sont des grandeurs algébriques. — ***Exemples :***

— Figure 5-4 : $v = V_A - V_B = -30$ V.

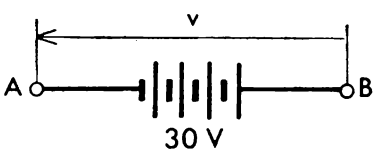


FIG. 5-4

— Figure 5-5 : Tension sinusoïdale

$$v = 10\sqrt{2}\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right).$$

Nous en déduisons qu'entre les instants 0 et $\frac{3}{8}T$, v est positive, ce qui signifie que le potentiel de B est supérieur à celui de A.

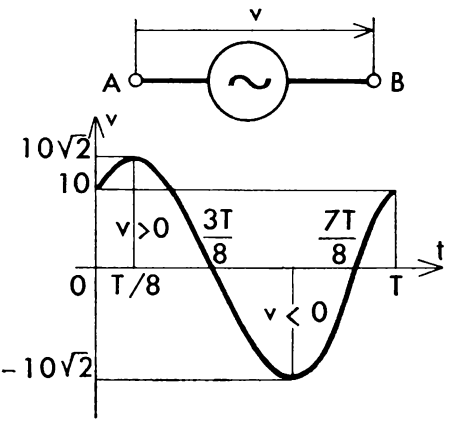


FIG. 5-5

Somme de D. D. P. — Supposons trois éléments de circuit en série, et définissons une D. D. P. pour chacun d'eux :

$$v_1 = V_A - V_B\,;\quad v_2 = V_C - V_B\,;\quad v_3 = V_C - V_D \quad \text{(fig. 5-6)}.$$

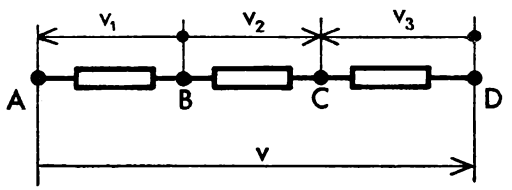


FIG. 5-6

Pour l'ensemble, envisageons la D. D. P. $v = V_D - V_A$.

Nous avons :

$$V_D - V_A = (V_D - V_C) + (V_C - V_B) + (V_B - V_A),$$

d'où

$$v = -v_3 + v_2 - v_1.$$

***Conclusion.* — Les sommes de tensions doivent se faire algébriquement, en tenant compte des sens des flèches.**

Application numérique (fig. 5-7) :

$$v_1 = V_A - V_B = -10\ \text{V},$$
$$v_2 = V_C - V_B = +15\ \text{V},$$
$$v_3 = V_C - V_D = +30\ \text{V},$$
$$v = -v_1 + v_2 - v_3 = -(-10) + (+15) - (+30) = -5\ \text{V}$$

ce qui signifie que le potentiel de D est inférieur à celui de A.

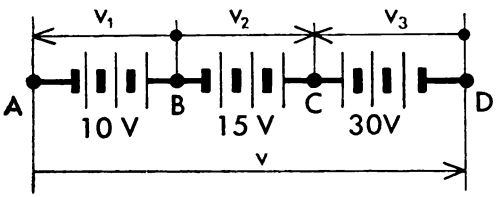


FIG. 5-7

Exercice. — Vérifier que l'on aurait obtenu exactement le même résultat en envisageant les D. D. P. suivantes :

$$v_1 = V_A - V_B\ ;\ v_2 = V_B - V_C\ ;\ v_3 = V_C - V_D\ ;\ v = V_A - V_D\ ;$$

ou tout autre combinaison.

5.3 RELATION ENTRE TENSION ET COURANT POUR UN ÉLÉMENT DE CIRCUIT.

Nous nous limiterons ici aux trois cas les plus simples : résistance, condensateur, inductance. Cherchons les formules algébriques auxquelles nous conduisent nos conventions de signes.

Résistance. — Nous savons que cet élément suit la loi d'Ohm et que le courant y circule réellement dans le sens des potentiels décroissants.

a) Nous choisissons un sens de parcours le long de l'élément : par exemple de A vers B.

b) Nous précisons la D. D. P.

— PREMIER CAS : *Nous envisageons* $v = V_A - V_B$ (fig. 5-8).

Supposons $v > 0$, c'est-à-dire $V_A > V_B$, ce qui fera circuler réellement le courant de A vers B : algébriquement, $i > 0$. La relation est donc :

$$v = +Ri.$$

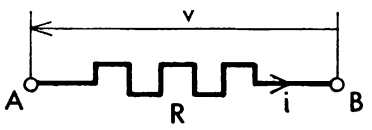


FIG. 5-8

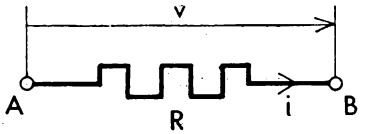


FIG. 5-9

— DEUXIÈME CAS : *Nous envisageons* $v = V_B - V_A$ (fig. 5-9).

Supposons encore $v > 0$, c'est-à-dire ici $V_B > V_A$, ce qui fera circuler réellement le courant de B vers A : algébriquement $i < 0$.

La relation devient donc :

$$v = -Ri .$$

Condensateur. — A tout instant existe entre la charge q portée par les armatures et la D. D. P. v entre ces armatures, la relation :

$$q = Cv, \quad (C = \text{capacité}) .$$

Cette relation est rendue algébrique en adoptant les conventions de signes indiquées par la figure 5-10.

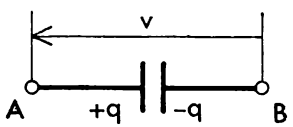


FIG. 5-10

Il nous reste à préciser le sens positif conventionnel pour le courant :

a) *Si nous orientons i de A vers B* : Ce sens correspond à une *charge* du condensateur. Dans ces conditions, pendant un petit intervalle de temps dt, l'armature A *reçoit* une charge élémentaire $\mathrm{d}q = i\,\mathrm{d}t$.

D'où nous tirons :

$$i = +\frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} .$$

b) *Si nous orientons i de B vers A.* Ce sens correspond à une *décharge* du condensateur. Dans ces conditions, pendant un petit intervalle de temps dt, l'armature A *perd* une partie de sa charge, ce qui revient à dire qu'elle reçoit une charge élémentaire négative $\mathrm{d}q = -i\,\mathrm{d}t$.

D'où nous tirons :

$$i = -\frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} .$$

Inductance. — Les variations du courant i parcourant la bobine induisent dans celle-ci une F. E. M.

$$e = L\frac{di}{dt}.$$

D'après la loi de Lenz, cette F. E. M. induite s'oppose aux variations de courant qui lui ont donné naissance, ce qui se traduit par la relation algébrique

$$e = -L\frac{di}{dt}.$$

L est le coefficient d'auto-induction, toujours positif.

Attention. — **Pour appliquer cette formule, il faut obligatoirement adopter des sens positifs concordants pour e et pour i** (fig. 5-11 et 5-12).

Déterminons la D. D. P. aux bornes de l'inductance :

— PREMIER CAS : *Nous envisageons* $v = V_A - V_B$ (fig. 5-11).

Les sens des flèches nous donnent $v = -e$, soit

$$v = -\left(-L\frac{di}{dt}\right) = +L\frac{di}{dt},$$

ce qui traduit le fait que la D. D. P. $V_A - V_B$ est égale à la force contre-électromotrice induite.

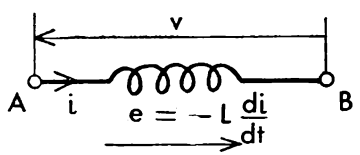


FIG. 5-11

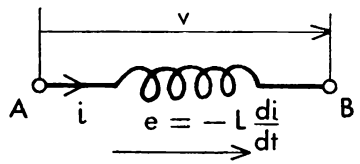


FIG. 5-12

— DEUXIÈME CAS : *Nous envisageons* $v = V_B - V_A$ (fig. 5-12).

Nous avons alors $v = e$, soit

$$v = -L\frac{di}{dt}.$$

La D. D. P. $V_B - V_A$ est égale à la force électromotrice induite.

Le tableau de la figure 5-13 *résume les différentes relations établies dans ce chapitre*

Conventions de signes

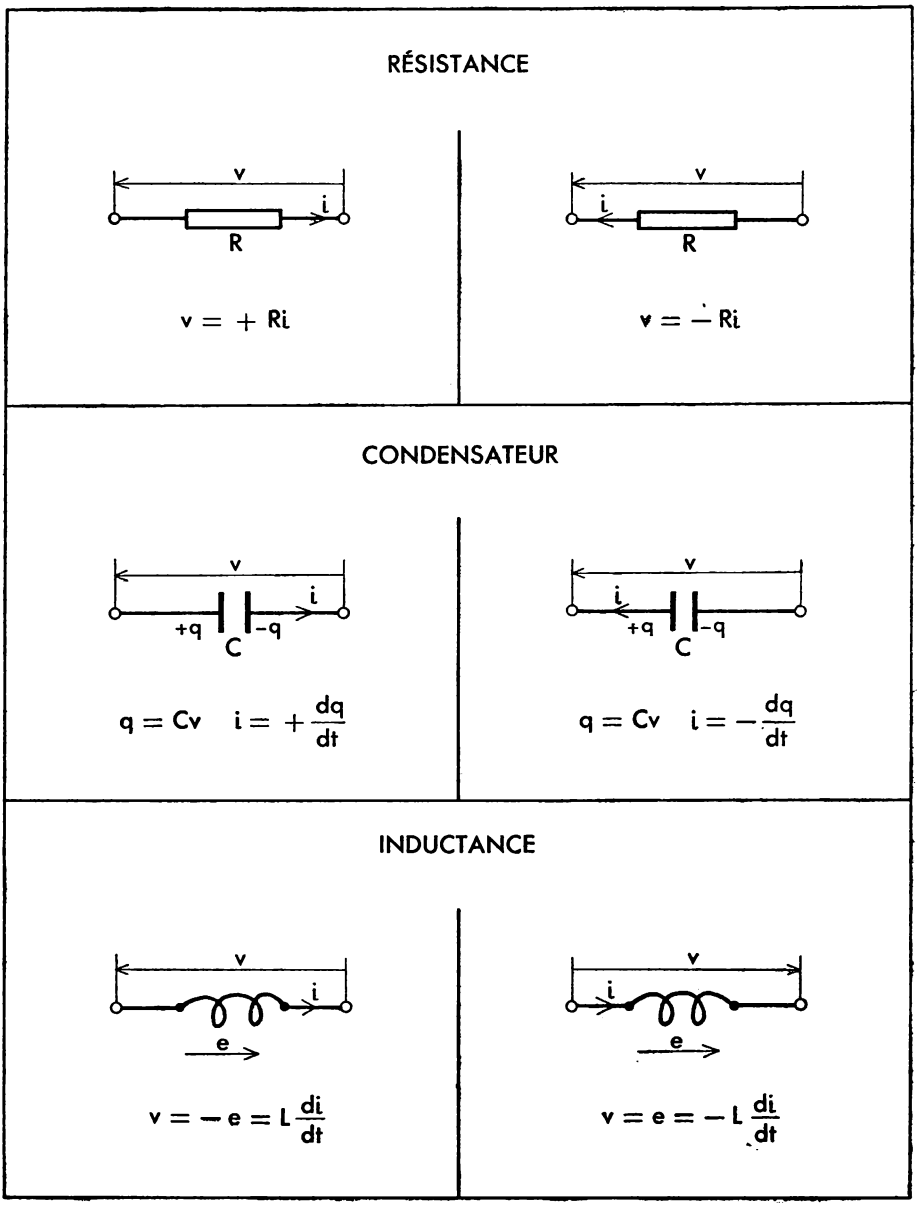


FIG. 5-13

CHAPITRE 6

DIODE A VIDE
ÉMISSION THERMO-ÉLECTRONIQUE

Nous savons que dans certains corps, solides conducteurs et semi-conducteurs, les électrons peuvent être expulsés des atomes et devenir libres de circuler ***à l'intérieur du solide*** *; leur déplacement constitue le passage du courant électrique.*

Mais les électrons peuvent être aussi extraits de la matière, et devenir libres de circuler ***dans le vide ou dans une atmosphère gazeuse*** *: c'est le phénomène d'émission électronique, qui est exploité dans de nombreux tubes électroniques.*

Définition. — Un tube électronique est un dispositif électronique dans lequel la conduction se manifeste dans le vide ou dans un milieu gazeux, à l'intérieur d'une enceinte étanche aux gaz.

La diode à vide est le plus simple des tubes électroniques. Elle met en œuvre un mode particulier d'émission électronique : l'émission thermo-électronique.

I. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE D'UNE DIODE

6.1 CONSTITUTION.

Observons un tube diode (fig. 6-1 et 6-2) ([1]). Il comprend les parties suivantes:

— Un filament de tungstène, appelé **cathode.**

— Un cylindre de nickel, entourant ce filament : l'**anode,** ou *plaque.*

— Une embase de cristal, traversée de neuf broches métalliques (culot noval), dont trois seulement sont utilisées ici (fig. 6-3).

— Une ampoule de verre scellée à l'embase. **L'intérieur de cette ampoule a été vidé d'air.** Il subsiste en réalité un peu d'air résiduel, mais sous pression très faible, d'environ 10^{-6} millimètre de mercure.

Représentation schématique. — Elle est donnée à la figure 6-4.

Remarque. — La dénomination *diode* traduit le fait que ce tube ne possède que *deux électrodes* : la cathode et l'anode.

(1) Diode spéciale Mazda permettant d'atteindre le courant de saturation.

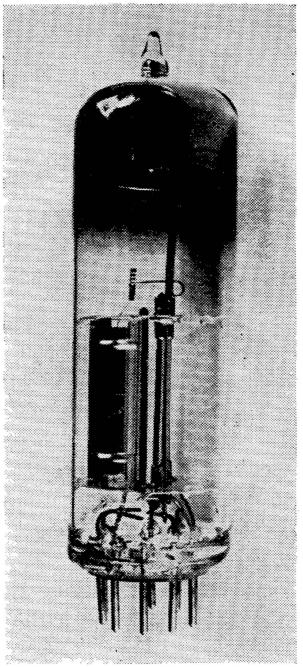


FIG. 6-1

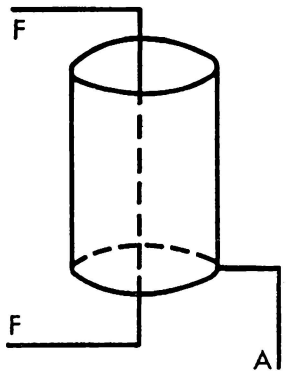


FIG. 6-2

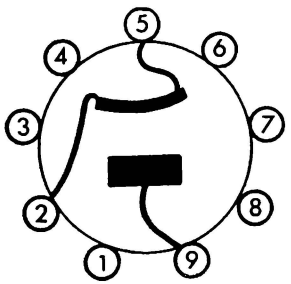


FIG. 6-3

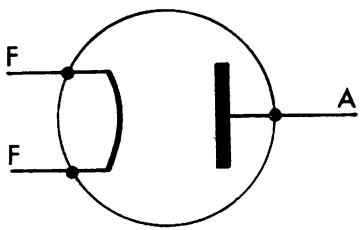


FIG. 6-4

6.2 EXPÉRIENCES.

Avec la diode précédente, réalisons le montage de la figure 6-5, dans lequel nous distinguons :

— *Un circuit de chauffage* du filament, par effet Joule.

— *Un circuit anodique*, reliant la cathode à l'anode.

La tension continue V_b est réglée à une trentaine de volts, et son pôle positif connecté à la plaque du tube.
Initialement, les interrupteurs J_a et J_f sont ouverts.

Expérience 1. — J_f restant ouvert, fermons J_a ; nous n'observons aucun courant dans le circuit anodique : l'espace anode-cathode du tube n'est pas conducteur.

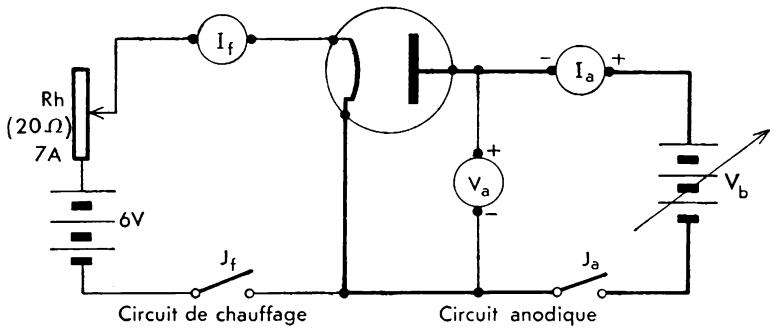


FIG. 6-5

Expérience 2. — Fermons alors J_f, et réglons le rhéostat Rh jusqu'à obtenir un courant de chauffage de 950 mA dans le filament. Celui-ci brille vivement, et *le milliampèremètre de plaque indique un courant dans le circuit anodique*, d'intensité 12 mA environ. A l'intérieur du tube, ce courant circule de l'anode vers la cathode.

Expérience 3. — Le filament continuant à être chauffé, intervertissons les pôles de l'alimentation V_b : il ne passe plus de courant dans le circuit anodique.

Conclusions.

1. **L'espace plaque-cathode d'une diode est conducteur lorsque les deux conditions suivantes sont réalisées simultanément :**

   a) **filament chaud ;**

   b) **plaque portée à un potentiel positif par rapport à la cathode.**

2. **Une diode ne peut conduire le courant que dans un seul sens : de l'anode vers la cathode.**

Toutes les applications de la diode découlent de cette propriété.

6.3 CARACTÉRISTIQUES STATIQUES DE DIODE.

Désignons par I_f le courant de chauffage ;
I_a le courant anodique ;
V_a la tension anodique : $V_a = V_A - V_K$ (fig. 6-6).

Proposons-nous de relever le réseau de courbes traduisant les variations de I_a

en fonction de V_a, avec I_f comme paramètre. Ces courbes sont appelées *caractéristiques statiques* de la diode.

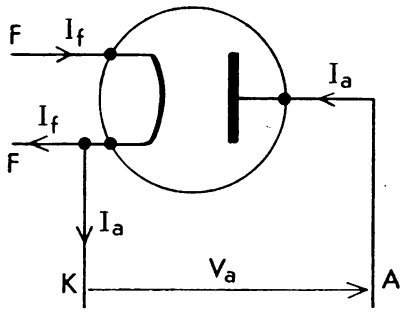


FIG. 6-6

Relevé expérimental. — Nous opérons toujours avec la même diode et le même montage (fig. 6-5).

Fixons I_f à la valeur 800 mA. Faisons varier V_a en agissant sur l'alimentation continue, et notons les valeurs correspondantes de I_a.

Recommençons pour d'autres valeurs de I_f : 850-900-950-1 000 mA, *ce qui entraîne des variations de température de la cathode.*

Nous obtenons le réseau de la figure 6-7.

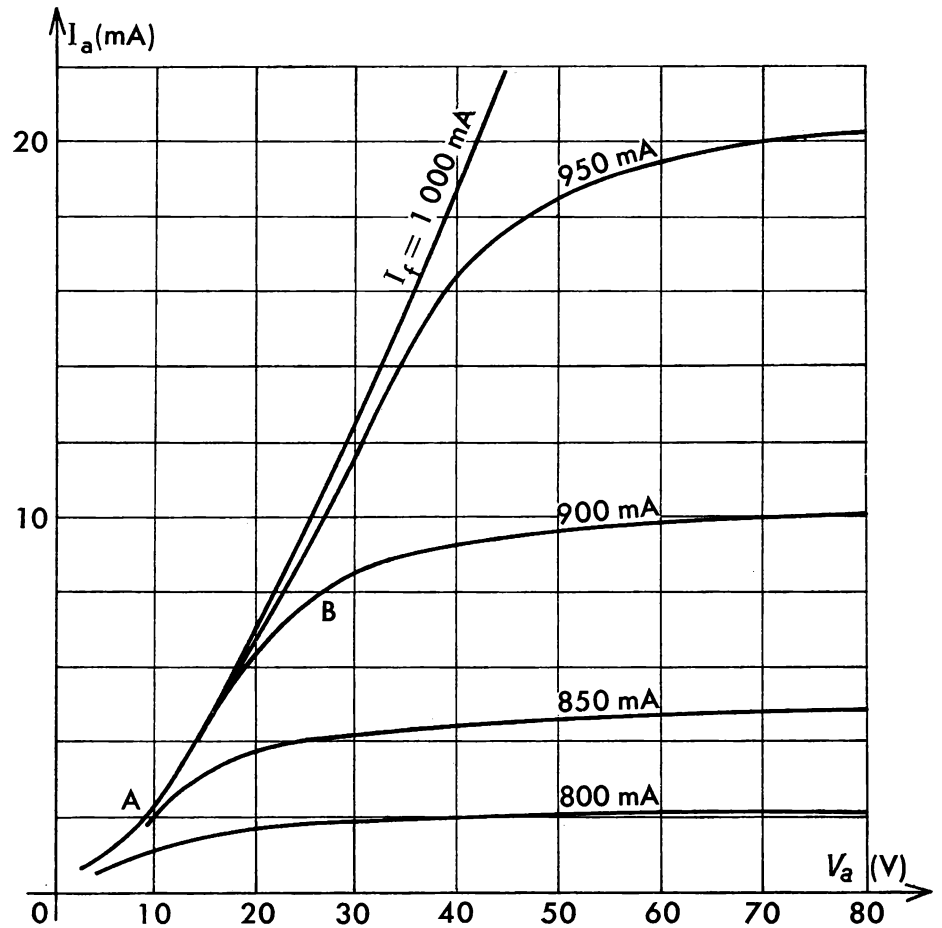


FIG. 6-7

Analyse du réseau. — Chaque caractéristique présente deux coudes *A* et *B*. Entre ces coudes, la caractéristique est pratiquement rectiligne ; au-delà de *B*, elle tend à devenir horizontale.

a) *La partie inférieure A est commune à toutes les caractéristiques.* Dans cette région :

— **Le courant anodique ne dépend pas de la température de la cathode.**

— **Il dépend seulement de la tension anodique V_a.** C'est le *régime de charge d'espace* (6.11 et 6.12).

b) Au-delà du coude ***B***, les caractéristiques sont horizontales ; le courant correspondant est appelé courant de saturation I_s. La valeur de I_s dépend énormément du courant de chauffage : *le courant de saturation est fonction rapidement croissante de la température de la cathode.* En résumé, dans cette région :

— **Le courant anodique ne dépend pas de V_a.**

— **Il dépend seulement de la température de la cathode.** C'est le *régime de saturation* (6.7 et 6.8).

Compléments.

1. *Au voisinage de l'origine* : Si l'on met un appareil suffisamment sensible (microampèremètre) dans le circuit de plaque, on constate qu'en réalité les caractéristiques ne passent pas par l'origine (fig. 6-8). *Un léger courant anodique subsiste pour $V_a = 0$, et même pour des tensions anodiques pas trop négatives.*

2. *Effet Schottky* : En régime de saturation, les caractéristiques ne sont pas rigoureusement horizontales. *I_s croît très légèrement avec V_a.*

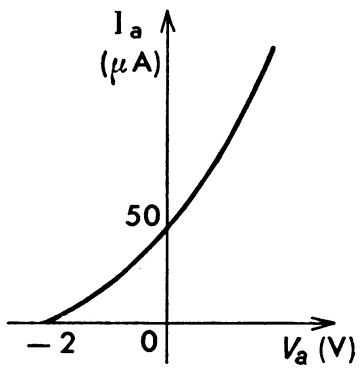


FIG. 6-8

6.4 RÉSISTANCE INTERNE.

Une diode est un élément non linéaire. — La forme des caractéristiques statiques nous montre en effet qu'une diode ne suit pas la loi d'Ohm.

On peut donc définir en chaque point d'une caractéristique une résistance statique et une résistance dynamique (4.4). Cette dernière est le plus souvent appelée *résistance interne*, et on la désigne par ρ ou par R_i.

***Définition.* — La résistance interne d'une diode est le quotient d'un petit accroissement de tension anodique par le petit accroissement correspondant d'intensité anodique :**

$$\boxed{\rho = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}} .$$

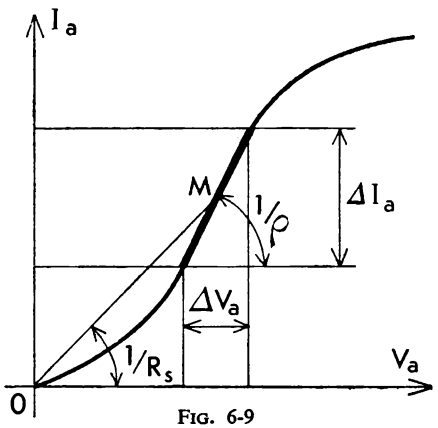


FIG. 6-9

La valeur de la résistance interne en un point M de la caractéristique est donc égale à l'inverse de la pente de la tangente à la courbe en M (fig. 6-9).

La résistance interne varie avec le point de fonctionnement car la pente de la tangente à la caractéristique dépend de la position du point *M*.

Elle garde cependant une valeur à peu près constante dans la partie intermédiaire rectiligne. Elle devient très élevée en régime de saturation.

Unité. — La résistance interne s'exprime en ohms, ou en kilohms.

$$\rho(\Omega) = \frac{\Delta V_a\ (\mathrm{V})}{\Delta I_a\ (\mathrm{A})}\ ;\quad \rho(\mathrm{k}\Omega) = \frac{\Delta V_a\ (\mathrm{V})}{\Delta I_a\ (\mathrm{mA})}.$$

La résistance interne ne doit pas être confondue avec la résistance statique encore appelée *résistance équivalente* $R_s = V_a/I_a$, égale à l'inverse de a pente de la droite *OM* (fig. 6-9).

II. ÉMISSION THERMO-ÉLECTRONIQUE

La conductibilité électrique d'une diode s'explique par le phénomène d'émission thermo-électronique.

6.5 UN MÉTAL PORTÉ A TEMPÉRATURE SUFFISAMMENT ÉLEVÉE ÉMET DES ÉLECTRONS.

Travail de sortie. — Le filament de la diode est constitué par un métal. Nous savons que tout métal contient un grand nombre d'électrons libres, agités de mouvements désordonnés (3.1). Le chauffage de ce filament par effet Joule fait croître sa température, ce qui s'accompagne d'un accroissement de l'énergie d'agitation des électrons libres.

A partir d'une certaine température, l'énergie cinétique des électrons atteint une valeur qui leur permet de sortir du métal.

L'énergie minimale qu'il a ainsi fallu communiquer à un électron pour l'extraire du métal s'appelle *travail d'extraction*, ou *travail de sortie*. Ce travail dépend de la nature du métal, et s'exprime le plus souvent en électrons volts.

Définition. — L'émission thermo-électronique est une émission d'électrons résultant uniquement de l'agitation thermique.

On donne le nom de *cathode* à l'électrode qui constitue la source d'émission électronique.

Le phénomène d'émission thermo-électronique est très général. — Les métaux purs sont les plus faciles à étudier, mais d'autres substances, déposées en couches minces sur un support conducteur, ont des propriétés analogues ; citons notamment les oxydes alcalins et alcalino-terreux.

Remarques. — 1. *L'anode ne joue aucun rôle dans le phénomène d'émission thermo-électronique.* Des preuves nous en sont fournies par :

— L'expérience 1 du paragraphe 6.2.

— L'existence d'un courant résiduel pour $V_a = 0$.

2. *Il existe d'autres modes d'émission électronique,* que nous étudierons ultérieurement :

— *Emission secondaire.*

— *Emission photo-électronique.*

— *Emission par effet de champ électrique.*

6.6 MÉCANISME DE LA CONDUCTION DANS LA DIODE.

Charge d'espace. — La cathode émissive était initialement neutre. Lorsqu'elle perd des électrons par émission, elle devient positive, d'où naissance d'une force électrostatique de rappel qui empêche les électrons émis de s'éloigner. Ceux-ci restent donc au voisinage de la cathode, formant un nuage d'électrons, appelé *charge d'espace.*

Cette charge d'espace, négative, s'oppose à la sortie de nouveaux électrons du métal, et il s'établit finalement un état d'équilibre, la cathode chauffée émettant par seconde autant d'électrons qu'elle en récupère.

Cet état d'équilibre est rompu si l'on applique une tension sur la plaque.

Plaque portée à un potentiel positif par rapport à la cathode. — Les électrons de la charge d'espace se trouvent maintenant attirés vers cette plaque, et il s'établit une *circulation d'électrons à l'intérieur du tube, de la cathode vers l'anode* : l'espace cathode-anode devient conducteur. Le circuit se referme à l'extérieur du tube par l'intermédiaire du générateur (fig. 6-10).

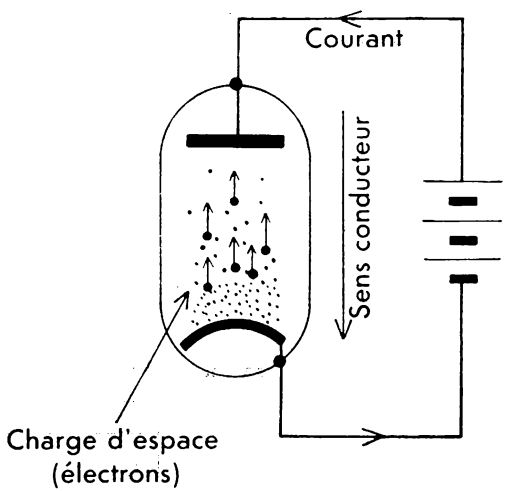


FIG. 6-10

Définition. — L'anode apparaît donc comme étant l'électode dont la fonction est de capter des électrons en vue de leur utilisation dans un circuit extérieur.

Remarque. — Le sens conventionnel du courant étant l'opposé du sens de circulation des électrons, nous dirons que la diode est conductrice dans le sens anode vers cathode, à l'intérieur du tube (fig. 6-10).

Plaque portée à un potentiel négatif par rapport à la cathode. — Elle repousse alors les électrons, et aucun courant ne peut s'établir.

En réalité *il subsiste un très léger courant* (6.3), circulant toujours de l'anode vers la cathode à l'intérieur du tube. Cette conduction résiduelle est due au fait que certains des électrons émis par la cathode possèdent une énergie cinétique élevée qui leur permet d'atteindre la plaque, si celle-ci n'est pas à un potentiel trop négatif. *Dans la plupart des applications, cette conduction résiduelle est négligeable.*

6.7 RÉGIME DE SATURATION ET POUVOIR ÉMISSIF.

Le régime de saturation correspond à des tensions anodiques relativement élevées : dans ces conditions, **tous les électrons émis par la cathode sont collectés par l'anode.**

Un accroissement supplémentaire de V_a ne peut plus faire augmenter I_a, ce qui explique l'horizontalité des caractéristiques.

On appelle *pouvoir émissif* d'une cathode, le nombre d'électrons qu'elle émet dans l'unité de temps. **En régime de saturation, le courant d'une diode est limité uniquement par le pouvoir émissif de la cathode.**

Le courant de saturation de la diode permet donc de connaître le pouvoir émissif de la cathode.

6.8 LOI DE L'ÉMISSION THERMO-ÉLECTRONIQUE.

Le pouvoir émissif d'une cathode dépend :

a) *De sa température* : car l'émission thermo-électronique résulte de l'agitation thermique. Le réseau des caractéristiques (6.3) nous a montré que :

Le pouvoir émissif d'une cathode est fonction rapidement croissante de sa température.

b) *De sa nature* : en particulier de son travail de sortie.

Une cathode émet d'autant plus facilement que son travail de sortie est plus faible.

Loi de Richardson et Dushmann. — L'étude théorique de l'émission thermo-électronique, confirmée par l'expérience, conduit à la relation :

$$J_s = AT^2 \exp\left(-\frac{W_s}{kT}\right).$$

dans laquelle on désigne par :

J_s la densité du courant de saturation.
T la température absolue (°K) de la cathode.
W_s le travail de sortie.
k la constante de Boltzmann ($1{,}38 \times 10^{-23}$ J/deg).
A une constante dont la valeur est théoriquement la même pour tous les métaux purs ($A = 120$ A/cm^2 (deg)^2) mais qui dépend en réalité de la nature du métal.

Remarquez l'analogie avec la formule donnant la densité en porteurs libres d'un semi-conducteur intrinsèque en fonction de la température (3.9). Cette analogie est tout à fait normale puisque dans les deux cas il s'agit d'une libération par agitation thermique.

6.9 LES CATHODES THERMO-ÉLECTRONIQUES.

Qualités exigées d'une cathode. — Ces qualités sont :

— *Un pouvoir émissif important,* ce qui nécessite un faible travail de sortie et une température de fonctionnement élevée. Il faut que la substance émissive puisse supporter cette température sans se décomposer ou se volatiliser.

— *Une grande efficacité.* L'efficacité est le quotient du courant d'émission par la puissance de chauffage de la cathode.

— *Une faible tension de vapeur.*

— *Une bonne résistance mécanique.*

— *Une longue durée de vie.*

Les matériaux réunissant toutes ces qualités sont rares, aussi n'existe-t-il que quatre grands types de cathodes.

Premier type : cathode en métal pur. — Dans la pratique courante elle est constituée par un filament de *tungstène* à chauffage direct (la cathode de la diode qui a servi à notre étude expérimentale appartient à ce type).

Performances : températures de fonctionnement : 2 200 à 2 400 °C ; $W_s = 4.5$ eV ; $J_s = 1$ A/cm^2 ; efficacité = 5 mA/W.

Applications : tubes de très grandes puissances ; applications spéciales telles que la régulation de tension.

Deuxième type : cathode en tungstène thorié. — Il s'agit d'un filament de tungstène qu'une suite de traitements a permis de recouvrir d'une mince couche de *thorium.* Le pouvoir émissif et l'efficacité sont améliorés.

Performances : 1 500 à 1 700 °C ; $W_s = 2{,}6$ eV ; $J_s = 2$ A/cm^2 ; efficacité = 70 mA/W.

Applications : tubes de moyenne puissance (1 kW à 10 kW).

Troisième type : cathodes à oxydes. — Elles sont constituées par un support métallique, le plus souvent du nickel, recouvert d'une couche d'oxydes alcalino-terreux (oxydes de *baryum,* de *strontium,* de *calcium*). L'efficacité est encore augmentée.

Performances : températures de fonctionnement : 700 à 900 °C ; $W_s = 1$ eV ; $J_s = 0{,}5$ A/cm^2 ; efficacité = 200 mA/W. Mais une cathode à oxydes ne peut pas supporter en permanence son courant de saturation, car la couche peu conductrice s'échauffe exagérément, ce qui entraîne un emballement :

On ne doit pas chercher à atteindre la saturation d'une cathode à oxydes, sous peine de destruction.

Applications. — Elles conviennent parfaitement aux tubes de petite puissance, fonctionnant sous faible tension.

La température de fonctionnement relativement basse des cathodes à oxydes permet de les chauffer suivant deux modes :

a) *Chauffage direct* : La cathode se présente sous forme d'un filament ou d'un ruban.

b) *Chauffage indirect* : La partie émissive et la partie chauffante sont alors distinctes.

— Partie chauffante : filament de tungstène.

— Partie émissive = cathode proprement dite : cylindre de nickel recouvert d'oxydes (fig. 6-11).

Les cathodes à chauffage indirect présentent les avantages suivants :

— Circuit de chauffage complètement indépendant du circuit anodique.

— Même potentiel en tous les points de la cathode (*cathode équipotentielle*).

— Plus grande inertie thermique, permettant un chauffage en alternatif 50 Hz.

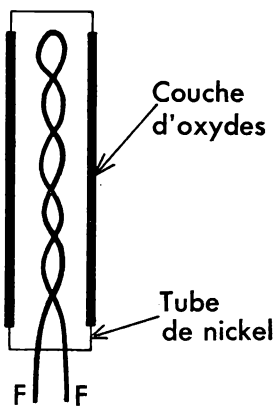


FIG. 6-11

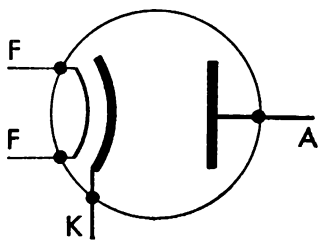


FIG. 6-12

Représentation schématique d'une diode à chauffage indirect. Elle est indiquée à la figure 6-12. (La représentation d'une diode à chauffage direct avait été donnée à la figure 6-4).

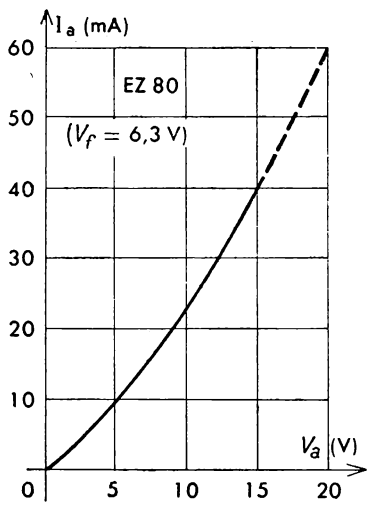


FIG. 6-13

La figure 6-13 donne à titre indicatif la caractéristique d'une diode couramment utilisée en redressement de petite puissance : le tube EZ 80, à cathode à oxydes et chauffage indirect.

Quatrième type : cathode à diffusion. — Une réserve de carbonates alcalino-terreux est placée à l'intérieur d'un tube de tungstène poreux. Le chauffage se fait par voie indirecte ; il provoque une transformation des carbonates en oxydes, qui diffusent en surface où ils constituent la substance émissive.

Performances : 1 000 à 1 200 °C ; W_s = 1,8 eV ; J_s = 300 A/cm² (en impulsions) ; efficacité = 10 A/W.

Application : tubes hyperfréquences.

Il est indispensable de respecter la tension de chauffage indiquée par le constructeur. — En effet les propriétés exigées d'une cathode sont souvent contradictoires. C'est ainsi qu'une élévation de température améliore le pouvoir émissif, mais accroît la tension de vapeur et diminue la durée de vie et la résistance mécanique. La tension de chauffage indiquée par le constructeur est celle qui réalise le compromis assurant au tube le meilleur fonctionnement.

6.10 EFFET DE GRENAILLE.

L'émission thermo-électronique est un phénomène corpusculaire, donc discontinu : les électrons sont émis au hasard. Il s'ensuit que le courant d'émission présente en permanence de petites fluctuations, irrégulières, autour de sa valeur moyenne ; ces fluctuations constituent l'*effet de grenaille.*

Quoique très faibles, elles jouent un rôle parfois important. C'est grâce à elles, par exemple, qu'un oscillateur entre spontanément en fonctionnement ; mais c'est aussi à cause d'elles que les performances des amplificateurs sont limitées par le *bruit de fond.*

III. RÉGIME DE CHARGE D'ESPACE

La loi de l'émission thermo-électronique rend compte des paliers horizontaux, mais elle ne traduit pas complètement l'allure des caractéristiques, notamment l'existence d'une partie inférieure commune. Celle-ci ne peut s'expliquer qu'en considérant le rôle joué par la charge d'espace.

6.11 RÔLE DE LA CHARGE D'ESPACE.

Partons du régime de saturation, où la tension anodique est suffisamment élevée pour que l'anode collecte tous les électrons émis par la cathode.

Diminuons la tension anodique : la vitesse de circulation des électrons diminue, ce qui entraîne un accroissement du nombre d'électrons présents dans l'espace cathode-anode. *Cette charge d'espace finit par devenir assez négative pour faire rebrousser chemin à une partie des électrons émis par la cathode* : **l'anode ne collecte plus tous les électrons émis par la cathode.** On entre dans le régime de charge d'espace, dans lequel **le courant est limité uniquement par l'action de la charge d'espace.**

Les résultats que nous avions obtenus expérimentalement (6.3) peuvent alors s'interpréter :

a) *Le courant anodique dépend de* V_a, parce que l'action répulsive de la charge d'espace est d'autant plus marquée que la tension est plus petite.

b) *Le courant anodique ne dépend pas de la température* (caractéristiques confondues), parce que le courant est devenu inférieur au courant de saturation : quelle que soit la température, la cathode émet toujours plus d'électrons que n'en peut collecter l'anode.

6.12 LOI DE CHILD ET LANGMUIR.

L'étude théorique du régime de charge d'espace, assez bien confirmée par l'expérience, conduit à la relation :

$$\boxed{I_a = GV_a^{3/2}} .$$

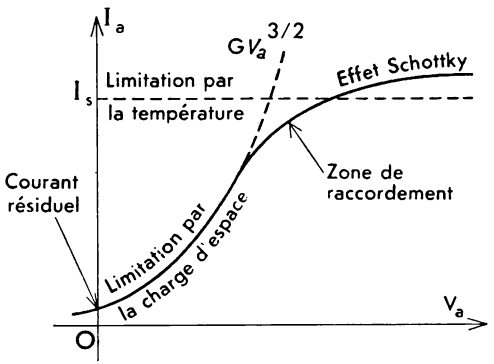


FIG. 6-14

G est la **pervéance** de la diode ; *sa valeur ne dépend que de la géométrie du tube.*

Remarque. — La région de charge d'espace et la région de saturation sont reliées sur la caractéristique par une *zone de raccordement,* due au fait que la saturation n'est pas atteinte simultanément par tous les points de la cathode : pour la surface totale, la saturation ne s'établit que progressivement.

La figure 6-14 résume les différents régimes de fonctionnement d'une diode.

IV. UTILISATION DES DIODES

6.13 LIMITES D'UTILISATION.

L'emploi d'une diode est limité par les éléments suivants :

Puissance dissipée. — Le tube, parcouru par un courant I_a sous une tension V_a absorbe une puissance

$$\boxed{P_a = V_a I_a} .$$

Cette puissance apparaît sous forme de chaleur dans la plaque, d'où son nom de puissance dissipée. En effet, en cours de fonctionnement, l'anode est soumise à un *bombardement électronique* incessant et, lors de leur arrêt brutal par cette anode, l'énergie cinétique des électrons se transforme en chaleur.

L'échauffement de la plaque fait croître sa température, jusqu'à un état d'équilibre qui s'établit lorsque la chaleur reçue par l'anode peut être entièrement évacuée vers le milieu extérieur. Cependant la température ne doit pas dépasser une certaine valeur, sous risque d'entraîner un dégagement gazeux, une vaporisation ou une émission thermo-électronique ; à cette température limite correspond une *puissance dissipée maximale,* indiquée par le constructeur.

Hyperbole de dissipation maximale : C'est la courbe d'équation $V_a I_a = P_{a\,max}$. Cette hyperbole équilatère sépare le plan en deux régions (fig. 6-15). **Le point de fonctionnement peut faire de brèves incursions dans la région $P_a > P_{a\,max}$, mais il ne doit pas y rester en permanence.**

Remarque. — Pour les tubes ordinaires, l'évacuation de la chaleur se fait uniquement par conduction et par rayonnement, mais un refroidissement forcé — ventilation d'air ou circulation d'eau — est nécessaire pour les tubes de forte puissance.

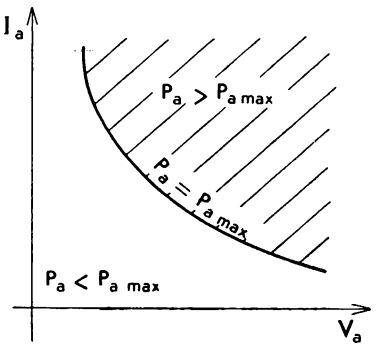


FIG. 6-15

Courant cathodique. — Nous savons qu'il existe, dans le cas des cathodes à oxydes, un courant d'émission maximal au-delà duquel on risque de détériorer la cathode ou de provoquer son épuisement trop rapide (6.9).

Tension inverse. — Dans la plupart des applications de la diode, il y a des intervalles de temps où la cathode se trouve portée à un potentiel *supérieur* à celui de l'anode : la tension entre électrodes est alors appelée *tension inverse.*

La tension inverse supportée en cours de fonctionnement par un tube est toujours beaucoup plus élevée que la tension directe. L'isolement des électrodes ne permet pas de dépasser une certaine valeur, indiquée par le constructeur : c'est la tension inverse maximale.

Tension filament-cathode. — Dans le cas d'une cathode à chauffage *indirect,* l'isolement encore interdit de dépasser une valeur maximale pour la tension existant entre le filament et la cathode. C'est un inconvénient de ce mode de chauffage.

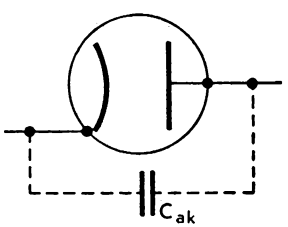


FIG. 6-16

Capacité inter-électrodes. — Une diode a la constitution d'un condensateur cylindrique (fig. 6-2). Quoique la capacité C_{ak} de ce condensateur soit très petite — quelques picofarads — sa réactance $1/C\omega$ devient faible aux fréquences élevées et shunte la diode (fig. 6-16).

6.14 PRINCIPALES APPLICATIONS. DIFFÉRENTS TYPES DE DIODES.

Les diodes ne conduisent le courant que dans un seul sens (6.2). De là découlent toutes leurs applications dont les deux principales sont :

1. Le redressement. — Opération qui consiste à transformer une tension alternative (50 Hz) $V = V_m \sin \omega t$ en une tension à polarité constante (fig. 6-17).

Suivant la valeur de V_m, on distingue le redressement *basse tension* et le redressement *haute tension.*

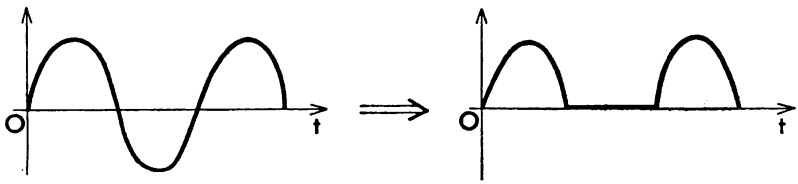


FIG. 6-17

2. La détection. — Opération qui, à partir d'une tension haute fréquence dont l'amplitude varie avec une fréquence beaucoup plus basse f, consiste à obtenir une tension de fréquence f et dont l'amplitude dépend de celle de la tension haute fréquence (fig. 6-18).

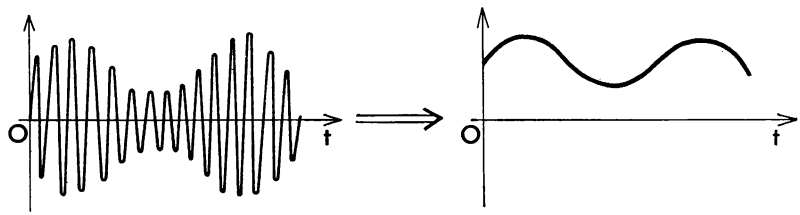


FIG. 6-18

D'où les différents types de diodes :

Diodes pour redressement en basse tension : utilisées dans l'alimentation des récepteurs.

Exemple : **EZ 80** — double diode — chauffage 6,3 V — Intensité anodique maximale : 45 mA (par diode) — Tension inverse maximale : 1 000 V — Caractéristique donnée par la figure 6-13.

Diodes pour redressement en haute tension (*kénotrons*) : utilisées en émission, en télévision et dans les tubes à rayons X.

Exemples : — **K 25 000 A1** : cathode de tungstène à chauffage direct ($I_f = 9$ A ; $V_f = 2{,}5$ V) ; courant anodique de crête : 70 mA ; tension inverse maximale : 25 000 V.

— **EY 51** : chauffage 90 mA sous 6,3 V ; courant redressé maximal : 3 mA ; courant de crête : 80 mA ; tension inverse maximale : 17 000 V ; pervéance $G = 0{,}013$ mA/V$^{3/2}$; $C_{ak} = 0{,}8$ pF.

Diodes pour détection, en radio-fréquences et en vidéo-fréquences. Les limitations dues à la puissance dissipée, au courant cathodique et à la tension inverse n'interviennent plus, car la diode travaille à des niveaux très faibles ; par contre la capacité C_{ak} doit être aussi réduite que possible.

Exemples : — **EB(F) 80** : double diode (pentode) ; chauffage : 6,3 V, 0,3 A ; tension inverse maximale : 350 V ; intensité anodique maximale, par diode : 0,8 mA ; résistance interne (pour $I_a = 1$ µA) : $\rho = 100$ kΩ ; $C_{ak} = 3$ pF.

— **EB 91** : double diode redresseur détecteur hautes fréquences ; chauffage : 6,3 V, 0,3 A ; tension inverse maximale : 330 V ; intensité anodique maximale (par diode) : 54 mA ; $\rho = 200\ \Omega$ (pour $I_a = 10$ mA) ; $C_{ak} = 3{,}2$ pF.

EXERCICES

6.1 D'après le réseau de la diode spéciale Mazda (fig. 6-7), vérifier l'influence importante du chauffage sur le régime de saturation en traçant, pour $V_a = 80$ V, les courbes représentant les variations du courant de saturation I_s et de la résistance statique R_s en fonction du courant de chauffage I_f.

6.2 Sur la caractéristique $I_f = 900$ mA de la diode spéciale Mazda (fig. 6-7), calculer la résistance interne aux points $V_a = 5$ V ; 10 V ; 15 V ; ..., 75 V. *Application* : tracer les courbes $\rho(I_a)$ et $\rho(V_a)$.

6.3 Calculer la résistance interne de la diode spéciale Mazda aux points d'inflexion de ses caractéristiques (fig. 6-7), lorsque le courant de chauffage prend les valeurs successives : 800 ; 850 ; 900 ; 950 ; 1 000 mA. Tracer la courbe $\rho(I_f)$.

6.4 On considère une diode dont la caractéristique statique peut être assimilée à une droite dans un large domaine de tensions, avec une résistance interne égale à 200 Ω. Cette caractéristique passe par le point $M(V_a = 10$ V, $I_a = 30$ mA).

a) Calculer la résistance équivalente à la diode en M.

b) La tension anodique passe à 12 V : quelle est la variation correspondante d'intensité anodique ? Que devient la résistance équivalente ?

c) Quelle tension anodique il faut appliquer pour réduire le courant à 20 mA ? Calculer la nouvelle résistance équivalente.

6.5 Quel est le pouvoir émissif d'une cathode (nombre d'électrons émis par seconde) si le courant de saturation est de 10 mA ?

6.6 Une anode de surface 3 cm^2 collecte un courant de 20 mA.

a) Sachant que les électrons arrivent sur cette anode avec une vitesse de 4 000 km/s, calculer la densité de charge d'espace en son voisinage immédiat.

b) Comparer avec la densité en un point proche de la cathode, où les électrons ne sont encore animés que d'une vitesse égale à 800 km/s. *Conclusion* : comment se répartit la charge d'espace ?

6.7 En appliquant la formule de Dushmann et Richardson, calculer la densité du courant de saturation d'une diode à cathode de tungstène. *Données* : $t = 2\,400$ °C ; $W_s = 4{,}5$ eV ; $A = 60$ A/cm^2(deg)^2.

6.8 Comparer les puissances de chauffage à dépenser pour obtenir une émission de 50 mA/cm^2 avec les cathodes suivantes : tungstène (efficacité 5 mA/W) ; tungstène thorié (70 mA/W) ; oxydes (200 mA/W).

6.9 Une diode suit la loi de Child et Langmuir $I_a = GV_a^{3/2}$; que devient sa caractéristique si l'on utilise des échelles logarithmiques de coordonnées ?

Application : la diode spéciale Mazda a fourni les résultats suivants pour $I_f = 1$ A :

V_a(V)	5	10	15	20	25	30	40
I_a(mA)	0,65	2	4,4	6,8	9,5	12,4	18,6

Suit-elle la loi de Child et Langmuir ? Dans l'affirmative, calculer sa pervéance (préciser les unités).

6.10 La pervéance d'une diode est $G = 0{,}5$ mA/V$^{3/2}$.

a) Calculer le courant anodique pour $V_a = 10$ V.

b) Calculer la tension anodique pour $I_a = 5$ mA.

c) Exprimer la résistance interne en fonction de G et V_a.

d) Exprimer la résistance interne en fonction de G et I_a.

Application numérique : calculer ρ pour $I_a = 7$ mA.

6.11 Tracer l'hyperbole de dissipation maximale $P_{a\,max} = 1{,}5$ W sur le réseau des caractéristiques de la diode spéciale Mazda (fig. 6-7). En déduire l'intensité du courant de chauffage à ne pas dépasser lorsque la diode est alimentée sous $V_a = 75$ V.

6.12 *Etude d'une diode en charge* : Une diode EZ 80 (fig. 6-13) est mise en série avec une résistance R et une source de tension continue V_b.

a) Déterminer graphiquement le point de fonctionnement pour $R = 250\ \Omega$ et $V_b = 15$ V.

b) Calculer la puissance dissipée correspondante. Vérifier la valeur trouvée en faisant le bilan des puissances (*puissance fournie par la source = puissance utile + puissance dissipée*).

c) Calculer l'erreur qui aurait été commise dans la détermination du point de fonctionnement si l'on avait assimilé la diode à une résistance égale à sa résistance interne.

d) La charge R restant constante, toute variation de V_b entraîne une variation de I_a ; la courbe $I_a(V_b)$ est appelée *caractéristique en charge* de la diode. Expliquer comment cette courbe peut être déduite de la caractéristique statique. Application : tracer les caractéristiques en charge pour $R = 250\ \Omega$ et $R = 5\,000\ \Omega$, I_a variant de 0 à 50 mA. Aurait-on commis une erreur très importante en assimilant, dans le deuxième cas, la diode passante à une résistance égale à sa résistance interne ?

6.13 Déterminer la résistance à mettre en série avec la diode spéciale Mazda ($I_f = 950$ mA) pour obtenir un courant anodique de 30 mA lorsque l'ensemble est alimenté par une source continue $V_a = 50$ V. Comparer la puissance dissipée à la puissance utile.

6.14 *Notion de redressement.* La caractéristique en charge d'une diode (exercice 6-12) est assimilable, pour une certaine charge R, à une droite passant par l'origine et de pente 0,2 mA/V. L'ensemble charge + diode est mis en série avec une source de tension sinusoïdale $v = 250 \sin 314\,t$ (volts).

a) Quelle est la forme d'onde et l'équation du courant dans la charge R ?

b) Quelle est la forme d'onde de la tension aux bornes de la diode ? La tension inverse de crête ?

6.15 Dans le domaine des courants résiduels, une diode a fourni les résultats suivants :

V_a(V)	− 0,50	− 0,35	− 0,25	− 0,10	0	+ 0,10	+ 0,25
I_a(μA)	0	50	100	180	250	340	500

a) Cette portion de caractéristique peut être assimilée à un arc de parabole d'équation $I_a = a + bV_a + cV_a^2$. Calculer les constantes a, b, c.

b) La cathode de cette diode étant normalement chauffée, on la relie à l'anode par une résistance $R = 1\,250\,\Omega$. Déterminer graphiquement, puis algébriquement, le courant dans ce circuit. La diode fonctionne-t-elle comme récepteur ou comme générateur ?

c) On applique une tension sinusoïdale $v = 0{,}25 \sin \omega t$ aux bornes de la diode. Trouver la forme d'onde du courant anodique par une construction graphique ; calculer son expression en fonction du temps.

6.16 *Limitations de niveaux.* Pour simplifier, on admettra dans cet exercice que les diodes sont *idéales*, c'est-à-dire de résistance équivalente nulle dans le sens direct et infinie dans le sens inverse. Etudier les signaux de sortie v_2 obtenus avec les différents montages de la figure 6-19.

Données : $v_1 = 20 \sin \omega t$ (volts) ; $E = 10$ V ; $E' = 6$ V.

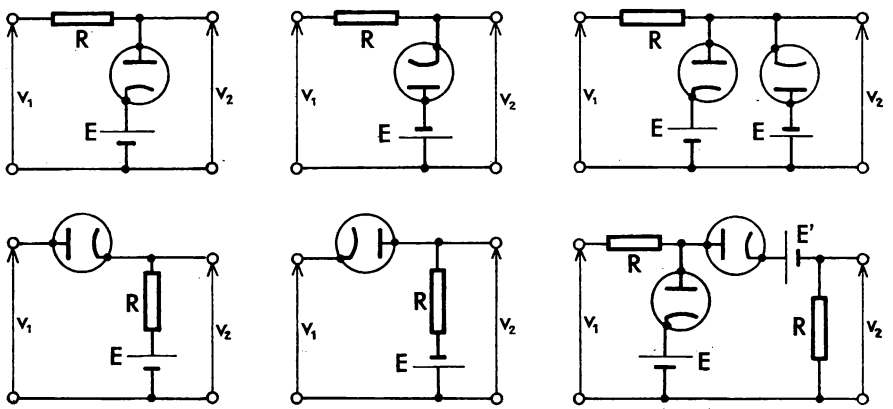


FIG. 6-19

CHAPITRE 7

TRIODE

L'introduction d'électrodes supplémentaires dans les tubes à vide permet d'étendre considérablement la gamme de leurs utilisations.

Le tube triode est le plus simple des tubes ainsi dérivés de la diode ; ses applications ont été à la base de presque tout le développement de l'électronique.

7.1 CONSTITUTION.

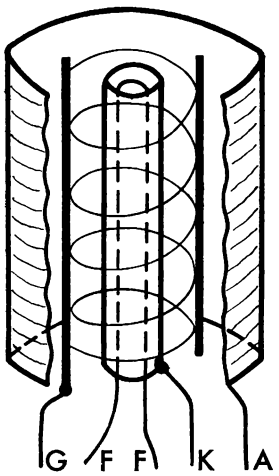


FIG. 7-1

Observons un tube triode. Il comporte :

a) Une enveloppe de verre, étanche et vidée d'air.

b) Une embase, traversée de broches.

c) Trois électrodes (d'où la dénomination *triode*) :

— Une *cathode*, le plus souvent à oxydes et à chauffage indirect.

— Une *anode*.

— Une *grille*, constituée par une hélice en fil de nickel, de tungstène ou de molybdène : cette électrode supplémentaire est donc *très fortement ajourée*.

Ces trois électrodes se présentent sous forme de cylindres coaxiaux (fig. 7-1) : la cathode au centre, l'anode à la périphérie, et *la grille interposée entre les deux précédentes*, mais située beaucoup plus près de la cathode que de l'anode.

En résumé, **la triode dérive de la diode par l'adjonction d'une électrode supplémentaire appelée grille de commande.**

Triode = Diode + Grille de commande

Représentation schématique. — Elle est donnée à la figure 7-2.

Pour les figures suivantes, nous ne représenterons plus le circuit de chauffage dont l'existence sera sous-entendue.

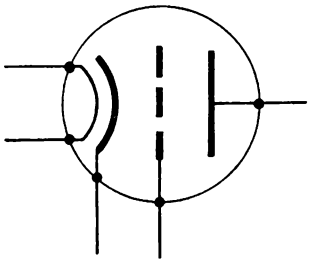


FIG. 7-2

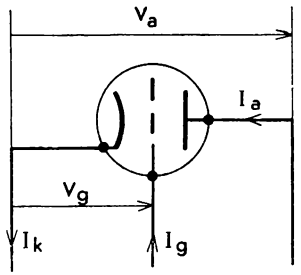


FIG. 7-3

7.2 ÉTUDE EXPÉRIMENTALE.

Proposons-nous de trouver expérimentalement les rôles joués par les différentes électrodes.

Nous désignerons (fig. 7-3) par :

I_a le courant anodique,
I_g le courant de grille,
I_k le courant cathodique.

Attention aux sens conventionnels choisis pour les courants.

V_a la tension anodique : $V_a = V_A - V_K$.
V_g la tension de grille : $V_g = V_G - V_K$.

Remarquons tout de suite que la loi de conservation de l'électricité nous donne

$$I_k = I_a + I_g.$$

Montage (fig. 7-4). — Nous y distinguons :
— *Un circuit d'anode*, reliant l'anode à la cathode.
— *Un circuit de grille*, reliant la grille à la cathode.

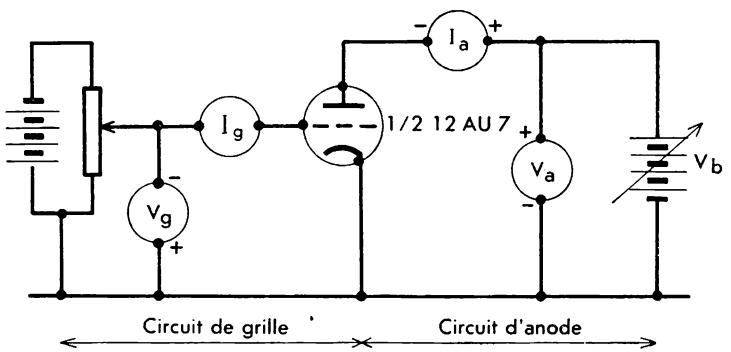


FIG. 7-4

L'alimentation continue V_b est appelée *source haute tension* (en abrégé H. T.) ; elle doit pouvoir fournir des tensions de plusieurs centaines de volts.

La source de polarisation grille peut être constituée par des piles ; on ne lui demande que des tensions de quelques volts ou quelques dizaines de volts, avec un débit très faible.

Comme tube, nous employons l'un des deux éléments triodes de la 12 AU 7.

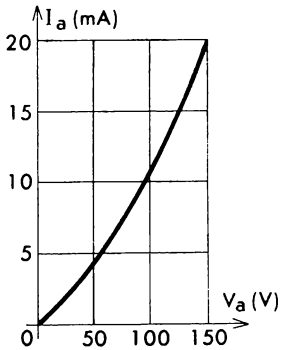


FIG. 7-5

Expérience 1. — Portons la grille au même potentiel que la cathode ($V_g = 0$, grille reliée directement à la cathode), et relevons la caractéristique $I_a(V_a)$: figure 7-5. Nous reconnaissons l'allure d'une caractéristique de diode ; nous constatons d'autre part que le milliampèremètre de grille ne dévie pas : $I_g = 0$ $(I_k = I_a)$.

Conclusions.

1. **La cathode et l'anode jouent les mêmes rôles que chez une diode :** la cathode, chauffée, émet des électrons ; l'anode, portée à un potentiel positif par rapport à la cathode, collecte ces électrons, et d'autant plus que son potentiel est plus élevé.

2. **Une triode ne conduit donc le courant anodique que dans un seul sens,** comme une diode : de l'anode vers la cathode.

Expérience 2. — Polarisons la grille négativement par rapport à la cathode : $V_g < 0$, et, *gardant V_a constant*, rendons la grille toujours plus négative : nous observons une diminution considérable de l'intensité anodique.

Pour $V_a = 100$ V, nous avons trouvé : $V_g = 0$, $I_a = 12$ mA ; $V_g = -2$ V, $I_a = 6$ mA ; $V_g = -4$ V, $I_a = 2$ mA.

Nous constatons d'autre part que le courant de grille I_g reste toujours nul : la grille n'absorbe pas de puissance à la source de polarisation.

Conclusion.

La grille, par son potentiel, contrôle l'intensité anodique. Ce contrôle se fait sans absorber de puissance à la source de polarisation grille.

Cet effet de contrôle est pratiquement instantané, car les électrons circulent dans le vide avec de très grandes vitesses, de l'ordre de plusieurs dizaines de milliers de kilomètres par seconde.

On appelle *relais* un dispositif permettant de commander des puissances importantes dans un circuit, sous l'action d'un signal ne consommant qu'une faible puissance. **La triode est un relais de grande qualité :** consommation pratiquement nulle et très faible inertie.

Expérience 3 : *Existence d'une tension de blocage.* Gardons toujours V_a constant, par exemple 100 V ; pour une tension de polarisation V_g suffisamment négative, ici $V_g = -7$ V environ, nous parvenons à supprimer le courant anodique.

Définition. — La tension de grille qui annule l'intensité anodique s'appelle tension de blocage, ou encore tension de coupure (en anglais : cut off).

La valeur de cette tension de blocage dépend de la tension anodique : pour $V_a = 200$ V, nous avons trouvé $V_{gc} = -14$ V ; pour $V_a = 250$ V, $V_{gc} = -18$ V.

7.3 INTERPRÉTATION PHYSIQUE DU RÔLE DE LA GRILLE.

Nous savons qu'une cathode émissive est entourée d'un nuage d'électrons formant charge d'espace (6.6). Dans le cas d'une triode, ces électrons sont à la fois attirés par l'anode positive et repoussés par la grille négative ; le nombre d'électrons arrivant finalement par seconde sur l'anode est fonction des valeurs des deux potentiels V_a et V_g. Mais la grille a une action beaucoup plus sensible que l'anode, car elle est située plus près de la cathode, ce qui explique qu'une faible variation du potentiel de grille suffise pour entraîner une variation notable de l'intensité anodique.

Pour arriver sur l'anode, les électrons issus de la charge d'espace doivent passer *à travers* la grille : c'est pourquoi celle-ci est fortement ajourée.

Tant que la grille est à un potentiel négatif, elle n'a pas tendance à capter les électrons qui passent à proximité : *le circuit de grille est ouvert*, $I_g = 0$ (fig. 7-6).

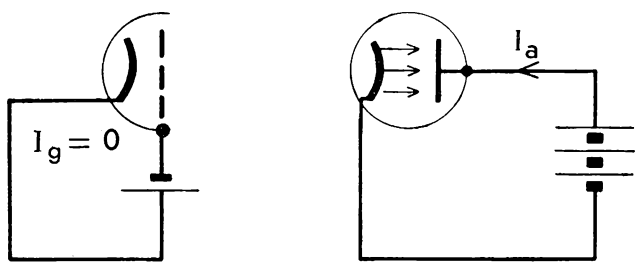
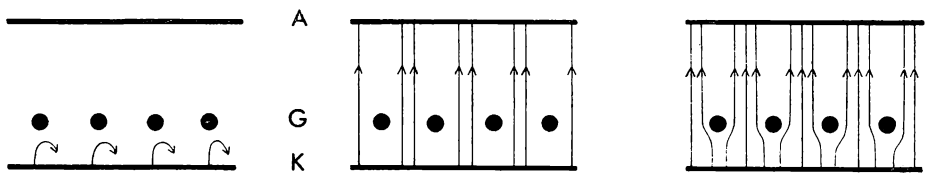


FIG. 7-6

Trajectoires électroniques.— Leur allure est indiquée à la figure 7-7, pour une tension V_a fixée et différentes valeurs de V_g (Pour simplifier, on a envisagé des élec-



Grille très négative ($V_g < V_{gc}$). Aucun électron ne peut circuler de la cathode à l'anode.

Grille modérément négative. Des trajectoires relient certaines régions de la cathode à l'anode.

Grille reliée à la cathode ($V_g = 0$). Toute la surface de la cathode est utilisée.

FIG. 7-7

trodes planes et parallèles). On notera que, dans tous les cas, aucune trajectoire n'aboutit sur la grille : $I_g = 0$.

Remarques. — 1. Nous avons admis jusqu'ici, qu'il n'y avait pas de courant grille pour $V_g \leqslant 0$. En réalité, il existe un léger courant lorsque la tension grille est nulle ou faiblement négative ; il est dû aux électrons issus de la cathode avec assez d'énergie cinétique pour vaincre l'action répulsive de la grille. Ce phénomène est semblable à celui déjà observé chez la diode (6.6).

2. On peut même observer, pour des tensions grille plus négatives, un courant inverse de grille ($I_g < 0$), dû aux fuites entre électrodes par le culot, et à l'existence de gaz résiduels ionisés qui donnent naissance à des ions positifs attirés par la grille négative. Dans la pratique ce courant inverse est le plus souvent négligeable.

7.4 FONCTIONNEMENT AVEC GRILLE POSITIVE.

Nous n'avons envisagé jusqu'alors que des polarisations négatives de grille. Que se passe-t-il si la grille est portée à un potentiel positif par rapport à la cathode : $V_g > 0$?

Apparition d'un courant de grille.

Expérience. — Dans le montage de la figure 7-4, inversons les polarités de la source de polarisation grille : nous observons l'apparition d'un courant I_g allant de la grille vers la cathode. Pour $V_a = 100$ V et $V_g = +5$ V, nous avons trouvé $I_g = 4$ mA et $I_a = 30$ mA.

Interprétation. — La grille positive capte une partie des électrons qui passent entre ses spires : **le circuit grille se ferme par l'intermédiaire de l'espace cathode-grille.** La figure 7-8 donne alors l'allure des trajectoires électroniques : certaines d'entre elles aboutissent sur la grille.

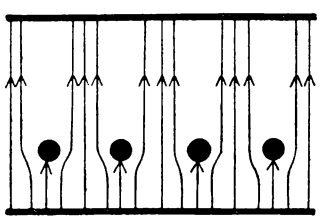


FIG. 7-8

L'ensemble cathode-grille constitue une diode.

Influence sur le courant anodique. — Puisque la grille prélève une partie du flux électronique émis par la cathode, on peut penser que l'intensité anodique s'en trouvera diminuée ; or l'expérience infirme cette hypothèse.

Expérience : Avec $V_a = 100$ V, nous avons obtenu :
— pour $V_g = -5$ V : $I_a = 1{,}5$ mA ; $I_g = 0$.
— pour $V_g = +5$ V : $I_a = 30$ mA ; $I_g = 4$ mA.

Interprétation. — La grille positive ajoute son action à celle de l'anode, au lieu de la contrarier. Il s'ensuit que le nombre total d'électrons puisés dans la charge d'espace augmente, ce qui permet d'assurer une croissance simultanée des courants grille et plaque.

Cependant, au-delà d'une certaine valeur du potentiel positif de grille, on observera une baisse de l'intensité anodique (8.4).

Inconvénients des tensions grille positives.

1. La grille, soumise au bombardement des électrons qu'elle capte, s'échauffe : il y a *risque de destruction.*

2. L'existence d'un courant I_g fait que *le circuit de grille absorbe de la puissance* à la source de polarisation.

3. La diminution de I_a qui se produit lorsque la tension grille devient trop positive est une cause de *distorsion* dans les emplois de la triode.

En réception de petite puissance, les tubes ne sont pas construits pour supporter en permanence un courant grille : il faut éviter de porter leur grille à des potentiels positifs, sauf pendant des temps très courts.

Par contre, nous verrons ultérieurement qu'un fonctionnement avec grille positive permet d'obtenir des rendements en puissance plus élevés, ce qui présente un grand intérêt en réception et émission de puissance. Le constructeur prévoit alors des matériaux capables de résister aux hautes températures, et des dispositifs pour évacuer la chaleur dissipée.

7.5 FONCTIONNEMENT AVEC GRILLE EN L'AIR.

Une grille isolée, connectée à aucune autre électrode, se charge au potentiel du nuage électronique qui l'environne, et elle réduit le courant plaque dans une proportion notable : on dit que la grille est *en l'air*, ou *flottante.*

Il est donc toujours nécessaire de réunir la grille à la cathode, ne serait-ce que par l'intermédiaire de grandes résistances de l'ordre du mégohm, dites *résistances de fuite de grille*, qui laissent celle-ci se décharger.

Ces résistances ont encore pour avantage, dans le cas où la source de polarisation applique une polarité positive sur la grille, de limiter le courant grille à des valeurs non dangereuses.

7.6 CAPACITÉS INTERÉLECTRODES.

Les électrodes constituent des armatures de condensateurs. — Il faut en tenir compte dans certains domaines d'utilisation de la triode.

En groupant ces électrodes deux à deux, nous trouvons :

— *Une capacité grille-cathode* : C_{gk}.
— *Une capacité anode-cathode* : C_{ak}.
— *Une capacité grille-anode* : C_{ga}.

Schéma équivalent. — Il est commode de traduire ce phénomène électrostatique par la mise en parallèle sur les électrodes de trois condensateurs fictifs (fig. 7-9).

Triode réelle = Triode idéale (sans phénomènes capacitifs) + Condensateurs interélectrodes

Les capacités interélectrodes sont toujours très faibles. — De quelques picofarads à quelques dizaines de picofarads (1 pF = 10^{-12} F). Leurs valeurs dépendent de la géométrie du tube : formes, dimensions, distances des électrodes. La capacité C_{ak} est toujours inférieure à C_{gk}, non seulement parce que l'intervalle entre électrodes est plus grand, mais aussi parce que la grille est interposée entre l'anode et la cathode, jouant un rôle d'écran imparfait.

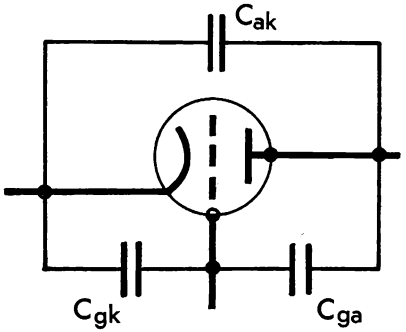


FIG. 7-9

Exemples : 12 AU 7 — C_{ga} = 1,5 pF ; C_{gk} = 1,6 pF ; C_{ak} = 0,5 pF.
ECC 2 000 : triode d'entrée — C_{ga} = 0,45 pF ; C_{gk} = 5,5 pF ; C_{ak} = 3,8 pF.
ECC 2 000 : triode de sortie — C_{ga} = 1,4 pF ; C_{gk} = 6,4 pF ; C_{ak} = 0,2 pF.

Inconvénients des capacités interélectrodes. — *Ils apparaissent dès que le tube fonctionne à des fréquences élevées* ; en effet, malgré les faibles valeurs des capacités, leurs impédances $1/C\omega$ peuvent alors devenir relativement petites.

Exemple : Si C_{ga} = 1,5 pF, son impédance à 1 000 Hz est de 100 MΩ ; elle tombe à 100 kΩ pour une fréquence de 1 MHz.

Nous verrons plus tard qu'il en résulte des perturbations dans le fonctionnement du tube en amplificateur. En particulier, **la capacité C_{ga}, qui relie les circuits d'anode et de grille, permet entre eux des transferts d'énergie conduisant à des oscillations parasites.**

CHAPITRE 8

TRIODE : CARACTÉRISTIQUES STATIQUES PARAMÈTRES FONDAMENTAUX

Le fonctionnement d'une triode est caractérisé par les grandeurs V_a, V_g, I_a et éventuellement I_g.

Les expériences du chapitre précédent nous ont montré que l'intensité anodique dépend des tensions V_a et V_g : $I_a = f(V_a, V_g)$. Il en est de même du courant de grille lorsque ce courant existe : $I_g = g(V_a, V_g)$.

Ce chapitre a pour objet une étude plus approfondie de l'influence des tensions V_a et V_g sur les courants I_a et I_g. Pour la simplifier, il est d'usage de considérer séparément l'influence des deux tensions :

1. *Maintenant V_g constant, nous relèverons la caractéristique $I_a(V_a)$; en donnant à V_g différentes valeurs, nous obtiendrons un réseau de courbes $I_a(V_a)$ paramètre V_g : c'est le* ***réseau des caractéristiques d'anode*** *(ou encore réseau de* ***Kellog****).*

2. *Maintenant V_a constant, nous relèverons la caractéristique $I_a(V_g)$; en donnant à V_a différentes valeurs, nous obtiendrons un réseau de courbes $I_a(V_g)$ paramètre V_a : c'est le réseau des caractéristiques de transfert grille-plaque ; pour abréger nous les appellerons* ***caractéristiques de grille.***

8.1 MONTAGE EXPÉRIMENTAL.

Nous utilisons le même montage qu'au chapitre précédent (fig. 7-4). Nous opérons avec un élément de tube 12 AU 7.

Nous remarquons qu'aucune impédance ne figure dans ce montage, et que les sources délivrent toutes des tensions continues : les caractéristiques ainsi relevées sont des caractéristiques statiques.

Définition. — *On appelle caractéristiques statiques des caractéristiques à impédance de charge nulle et pour une fréquence nulle ou faible.*

8.2 RÉSEAU DES CARACTÉRISTIQUES D'ANODE : $I_a(V_a)$ paramètre V_g.

Polarisations négatives de grille ($V_g < 0$). — Nous obtenons un réseau analogue à celui de la figure 8-1.

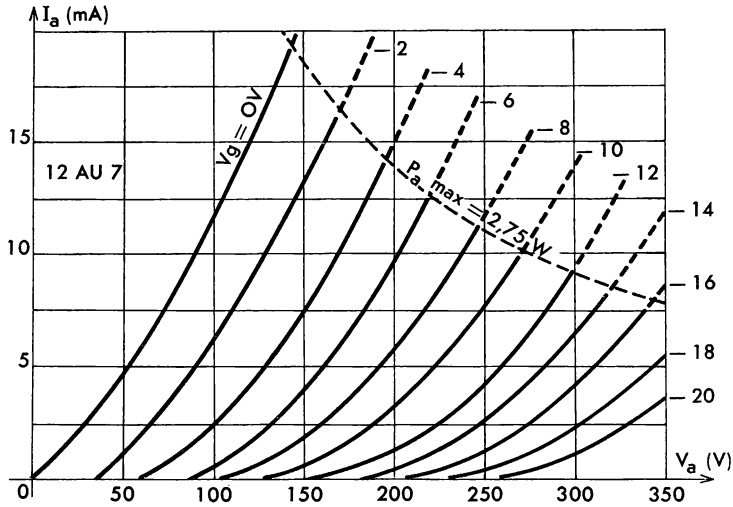


FIG. 8-1

Aux faibles intensités I_a, toutes les caractéristiques présentent un coude ; elles deviennent ensuite à peu près rectilignes et parallèles. Pour des valeurs régulièrement échelonnées du paramètre V_g, elles sont approximativement équidistantes.

En particulier, si nous comparons leur forme avec celle de la caractéristique $V_g = 0$ (fig. 7-5), nous voyons qu'elles peuvent, toujours approximativement, s'en déduire par des translations horizontales : **Une polarisation plus négative de la grille provoque une translation de la caractéristique $I_a(V_a)$ vers la droite.**

Polarisations positives de grille ($V_g > 0$). — (Avec un tube comme la 12 AU 7, qui n'est pas prévu pour fonctionner avec grille positive, les caractéristiques pour V_g positif doivent être relevées très rapidement.)

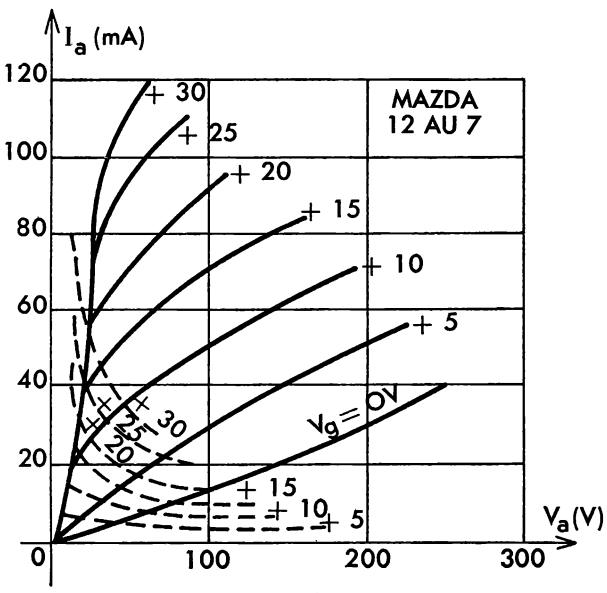


FIG. 8-2

On constate (fig. 8-2) que la courbure des caractéristiques $I_a(V_a)$ change de signe, et qu'elles partent toutes en éventail de l'origine. Cette dernière particularité s'interprète par le fait que, quel que soit $V_g > 0$, aucun électron n'est collecté par l'anode lorsque le potentiel de celle-ci est nul.

Sur la figure on a aussi représenté, en traits interrompus, le réseau $I_g(V_a)$.

Hyperbole de dissipation maximale. — La puissance $P_a = V_a I_a$ apparaît sous forme de chaleur dissipée sur l'anode ; nous savons (6.13) que cette dissipation de chaleur est due au bombardement de la plaque par les électrons. Le constructeur indique toujours la puissance maximale $P_{a\ max}$ au-delà de laquelle la vie du tube est en danger ; pour la 12 AU 7 elle est de 2,75 W par plaque.

Dans le système d'axes de coordonnées I_a, V_a, la courbe d'équation $V_a I_a = P_{a\ max}$ est une hyperbole équilatère (fig. 8-1).

Le point représentatif de l'état de fonctionnement du tube doit se trouver au-dessous de cette hyperbole. En régimes variables, cependant, on peut lui permettre des incursions dans la région supérieure pendant une fraction de période : en effet, la puissance *instantanée* p_a peut dépasser à certains moments $P_{a\ max}$, à condition que la puissance *moyenne* P_a reste elle inférieure à $P_{a\ max}$.

8.3 RÉSISTANCE INTERNE.

Définition. — Sur chacune des caractéristiques statiques $I_a(V_a)$ du réseau de Kellog, nous pouvons définir une résistance interne comme nous l'avions fait pour la diode (6.4)

$$\rho = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}, \text{ à } V_g \text{ constant} \quad .$$

La résistance interne d'une triode est le quotient d'un petit accroissement de tension anodique par le petit accroissement correspondant d'intensité anodique, la grille étant maintenue à un potentiel constant (attention : ne pas oublier cette dernière condition).

La résistance interne traduit numériquement l'influence de V_a sur I_a.

Unités. — Dans le système S. I., ΔV_a est exprimé en volts, ΔI_a en ampères et ρ en ohms.

Dans la pratique, on exprime ΔI_a en milliampères ; on obtient alors ρ en kilohms :

$$\rho\ (\text{k}\Omega) = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}\ \frac{(\text{V})}{(\text{mA})}.$$

Détermination sur le réseau d'anode (fig. 8-3). — Soit à déterminer la résistance interne au voisinage du point M. Sur la caractéristique passant par M, nous choisissons deux points P et Q *voisins* de M ; la différence de leurs ordonnées fournit ΔI_a, et celle de leurs abscisses ΔV_a.

La valeur de la résistance interne en M est égale à l'inverse de la pente de la tangente à la courbe en M : $\rho = \cot \alpha$.

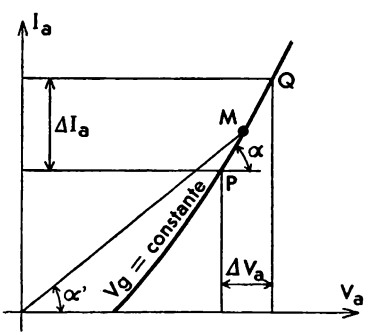


FIG. 8-3

Application : Pour la 12 AU 7, déterminons la valeur de ρ au point M ($V_a = 200$ V, $I_a = 10$ mA), situé sur la caractéristique $V_g = -6$ V. Lorsque V_a croît de 175 à 225 V I_a passe de 6,5 à 13,5 mA ; d'où

$$\rho = \frac{225 - 175}{13{,}5 - 6{,}5} \approx 7{,}2\ \text{k}\Omega\,.$$

Variations de la résistance interne.

— *Avec V_g, à I_a constant* : Les caractéristiques étant approximativement parallèles l'angle α garde une valeur constante au cours des translations : ρ dépend peu de V_g.

— *Avec I_a, à V_g constant* : Sur la partie rectiligne d'une caractéristique, α, et par suite ρ, restent constants. Par contre aux faibles valeurs de I_a, le point de fonctionnement arrive sur le coude ; α diminue, ce qui correspond à un accroissement de ρ : **Aux faibles intensités, la résistance interne est fonction rapidement décroissante du courant anodique** (fig. 8-4.)

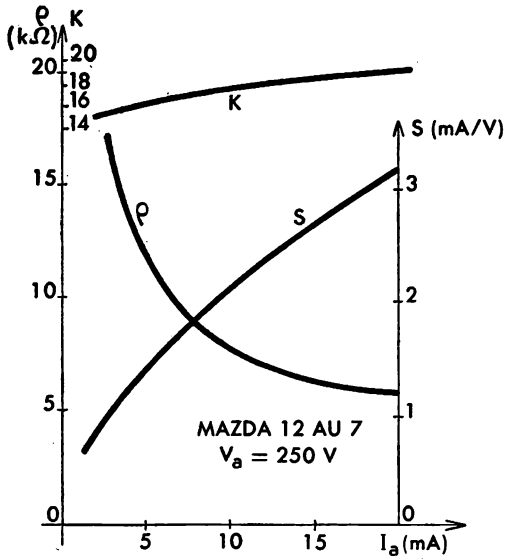


FIG. 8-4

Résistance interne et résistance statique. — *En un point de fonctionnement M (V_a, I_a) la résistance statique, ou résistance équivalente, est définie par* $R = \frac{V_a}{I_a}$.

La valeur de cette résistance est égale à l'inverse de la pente de la droite OM (fig. 8-3) : $R = \cot \alpha'$.

Quand le point figuratif M se déplace sur la caractéristique, l'angle α' varie : la résistance équivalente ne reste pas constante lorsque V_a varie ; **une triode ne suit pas la loi d'Ohm.** Pour cette raison, la notion de résistante équivalente présente généralement peu d'intérêt.

Comme pour une diode (6.4), la résistance interne $\rho = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$ est différente de la résistance équivalente $R = \frac{V_a}{I_a}$ $(\alpha \neq \alpha')$:

En régime continu, il ne faut pas assimiler une triode à une résistance ayant pour valeur la résistance interne au point de fonctionnement considéré (fig. 8-5).

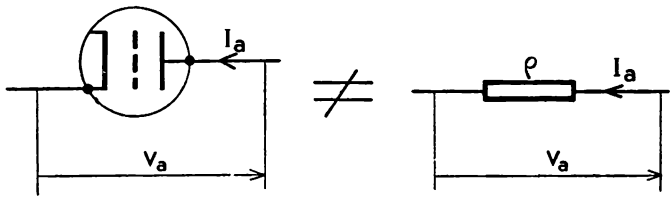


FIG. 8-5

8.4 RÉSEAU DES CARACTÉRISTIQUES DE GRILLE : $I_a(V_g)$ paramètre V_a.

Relevé expérimental. — Il se fait toujours avec le montage de la figure 7-4. Pour le tube 12 AU 7, nous obtenons un réseau analogue à celui de la figure 8-6.

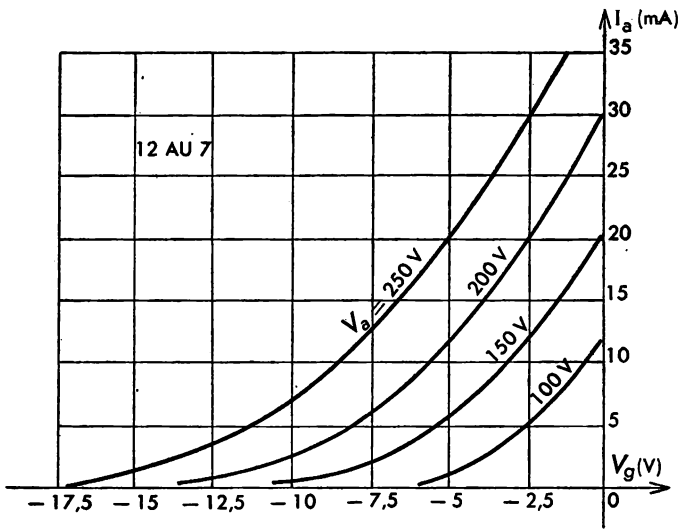


FIG. 8-6

Déduction à partir du réseau d'anode. — Le réseau de grille peut se déduire graphiquement du réseau d'anode. En effet, lorsque le point de fonctionnement se déplace sur une caractéristique du réseau de grille, V_a reste constant : le lieu correspondant du point de fonctionnement dans le réseau d'anode est donc une droite d'équation V_a = constante, parallèle à l'axe des I_a.

D'où la méthode graphique (fig. 8-7) : sur la verticale V_a = constante, considérons un point M_1 auquel correspondent un courant anodique I_{a1} (valeur lue sur l'axe des I_a) et une tension de grille V_{g1} (lue sur la caractéristique d'anode passant par M_1). Reportons ces valeurs dans le système d'axes I_a, V_g : nous obtenons un point M'_1 de la caractéristique de grille. En opérant de même pour les couples

$$M_2\,M'_2,\ M_3\,M'_3,\ M_4\,M'_4,$$

etc., nous traçons la caractéristique entière ; en recommençant ces constructions pour d'autres valeurs de V_a, nous avons l'ensemble du réseau de grille.

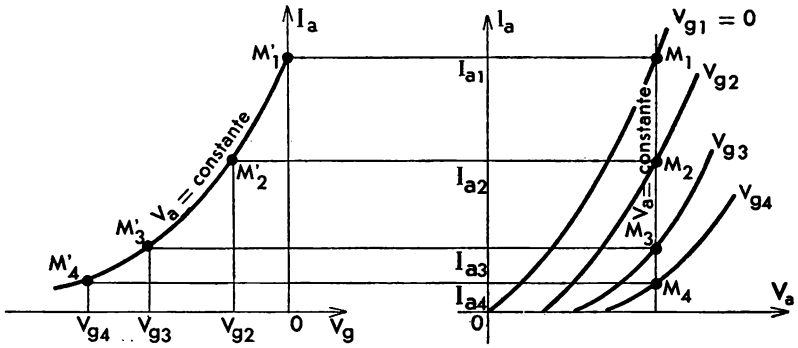


FIG. 8-7

Analyse du réseau (polarisations négatives). — Comme sur le réseau d'anode, les caractéristiques présentent un coude aux faibles intensités, puis une partie sensiblement rectiligne. Elles sont encore approximativement parallèles et équidistantes pour des valeurs régulièrement échelonnées du paramètre V_a : **Un accroissement de tension anodique provoque une translation de la caractéristique $I_a(V_g)$ vers la gauche.**

L'abscisse du point où une caractéristique de grille rejoint l'axe des V_g correspond à la tension de blocage V_{gc} (7.2). Nous vérifions que cette tension dépend de la valeur de V_a : le blocage du tube se fait à des tensions d'autant plus négatives que la tension anodique est plus élevée.

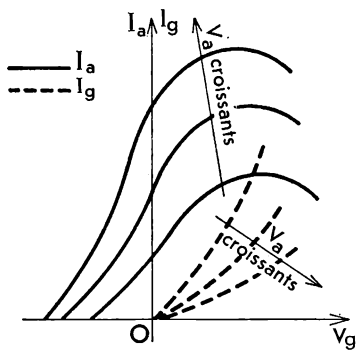


FIG. 8-8

Polarisations positives de grille. — Avec des tubes conçus pour fonctionner avec de forts courants grille, on a des réseaux semblables à celui de la figure 8-8.

Le **courant de grille** dépend des tensions V_a et V_g :

— *Il est fonction rapidement croissante de* V_g, car la grille capte d'autant plus d'électrons qu'elle est positive.

— *Il est fonction décroissante de* V_a, car la plaque collecte les électrons au détriment de la grille. Cette influence de V_a sur I_g devient cependant négligeable dès que la tension anodique atteint des valeurs suffisamment élevées.

Le **courant d'anode** passe par un maximum puis décroît lorsque V_g devient très positif ; cette diminution est due à une saturation de l'émission cathodique : l'accroissement de courant grille se fait alors au détriment du courant anodique.

La diode cathode-grille. — L'ensemble cathode-grille constitue une diode, pour laquelle le rôle d'anode est joué par la grille. *Cette diode est passante lorsque la grille est polarisée positivement.*

I_g ne dépendant pratiquement que de V_g, on peut envisager pour cette diode une caractéristique moyenne $I_g(V_g)$.

De nombreux montages utilisent les propriétés de la diode cathode-grille. *Exemple* : polarisation automatique des oscillateurs par courant de grille.

8.5 PENTE (OU TRANSCONDUCTANCE GRILLE-ANODE).

Définition. — *La pente d'une triode est le quotient d'un petit accroissement de l'intensité anodique par le petit accroissement correspondant de la tension de grille, la tension anodique restant invariable* (Attention : ne pas oublier cette dernière condition).

$$\boxed{S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}, \text{ à } V_a \text{ constant}} .$$

La pente traduit numériquement l'influence de V_g sur I_a.

Unités. — La pente s'exprime le plus souvent en milliampères par volt :

$$S\,(\text{mA/V}) = \frac{\Delta I_a\ (\text{mA})}{\Delta V_a\ (\text{V})} .$$

Détermination sur le réseau de grille (fig. 8-9). — Pour déterminer la pente en M, nous choisissons sur la caractéristique passant par M deux points P et Q *voisins* de M. La différence de leurs ordonnées fournit ΔI_a et celle de leurs abscisses ΔV_g.

Nous voyons que *la pente S est égale à la pente de la tangente en M à la caractéristique* (d'où son nom) : $S = \text{tg}\,\beta$.

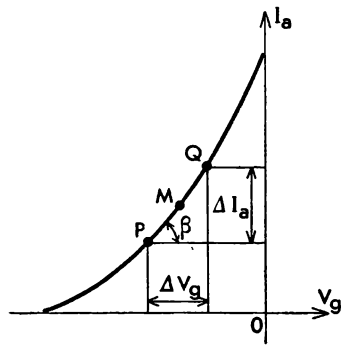


FIG. 8-9

Application : Pour la 12 AU 7, déterminons la valeur de S au point M ($I_a = 10$ mA, $V_g = -6$ V), situé sur la caractéristique $V_a = 200$ V. Lorsque V_g croît de -8 à -4 V, I_a passe de, 5 à 15 mA ; d'où

$$S = \frac{15 - 5{,}5}{-4 + 8} \approx 2{,}4\ \text{mA/V}.$$

Variations de la pente.

— *Avec V_a, à I_a constant* : Les caractéristiques étant approximativement parallèles, l'angle β garde une valeur constante au cours des translations : S dépend peu de V_a.

— *Avec I_a, à V_a constant* : Par suite de la courbure des caractéristiques $I_a(V_g)$, l'angle β augmente lorsque le point figuratif monte sur ces caractéristiques : **La pente est fonction croissante de l'intensité anodique** (fig. 8-4).

Attention :

ρ et S ne gardent pas des valeurs constantes ; il ne faut donc jamais omettre de préciser en quel point des réseaux on détermine ces paramètres.

8.6 FACTEUR D'AMPLIFICATION.

Expérience. — Toujours au même tube 12 AU 7, appliquons des tensions $V_a = 150$ V et $V_g = -6$ V, pour lesquelles nous trouvons $I_a = 4$ mA. A partir de ce point de fonctionnement :

a) Gardons V_g constant et faisons croître V_a de $\Delta V_a = +50$ V ; le courant anodique croît de $\Delta I_a = +6$ mA.

b) Gardons V_a constant et cherchons la variation de V_g qui provoquera le même accroissement de I_a : nous trouvons $\Delta V_g = +3$ V seulement.

Conclusion : L'action de la grille sur l'intensité anodique est beaucoup plus énergique que celle de l'anode, ce qui s'explique aisément si l'on se souvient que la grille est placée beaucoup plus près de la cathode que ne l'est l'anode (7.1).

En résumé, **une faible variation de V_g suffit pour provoquer le même effet qu'une forte variation de V_a.** Nous verrons plus tard que la *fonction amplificatrice* de la triode résulte de cette propriété.

Si nous faisions maintenant varier V_a et V_g en sens *contraires*, nous arriverions à compenser l'un par l'autre les effets de ces variations, de façon à garder I_a constant. D'où la définition d'un troisième paramètre fondamental.

Définition. — *Le facteur d'amplification est le rapport en valeurs absolues de la variation de tension d'anode à la variation de tension de grille, le courant anodique restant invariable.*

$$K = \left| \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \right|, \quad \text{à } I_a \text{ constant}$$

K est un nombre sans dimensions, toujours supérieur à l'unité.

Pour la 12 AU 7, l'expérience précédente nous a fourni $K = \frac{50}{3} \approx 16{,}6$, au point ($V_a = 150$ V, $I_a = 4$ mA).

Détermination sur le réseau de Kellog (fig. 8-10). — Pour déterminer la valeur de K en M, nous choisissons sur l'horizontale I_a = constante deux points P et Q *voisins* de M. La variation ΔV_g se lit sur les caractéristiques, et la variation ΔV_a sur l'axe des tensions.

Application : Déterminons la valeur du facteur d'amplification de la 12 AU 7 au point M ($V_a = 200$ V, $I_a = 10$ mA), situé sur la caractéristique $V_g = -6$ V. Lorsque V_g croît de -8 à -4 V, I_a restant constant, V_a décroît de 238 à 168 V ; d'où

$$K = \left| \frac{168 - 238}{-4 + 8} \right| \approx 17{,}5 .$$

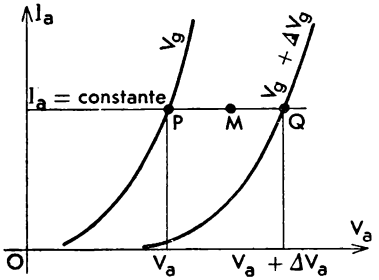


FIG. 8-10

Variation du facteur d'amplification. — K garde une valeur à peu près constante quelle que soit la position du point figuratif sur le réseau, sauf aux faibles intensités I_a pour lesquelles il décroît légèrement (fig. 8-4).

Facteur d'amplification et capacités interélectrodes. — On démontre que l'on a :

$$K = \frac{C_{gk}}{C_{ak}} .$$

Il ne s'agit cependant là que d'une relation approchée, établie en négligeant l'action de la charge d'espace.

8.7 RELATION ENTRE LES TROIS PARAMÈTRES FONDAMENTAUX.

— A V_g constant, une variation ΔV_a entraîne une variation (8.3)

$$\Delta I_a = \frac{\Delta V_a}{\rho} .$$

— A V_a constant, une variation ΔV_g entraîne une variation (8.5)

$$\Delta I'_a = S \, \Delta V_g .$$

Si ces variations de V_a et de V_g se font en sens *contraires* et sont telles que

$$| \Delta V_a | = K | \Delta V_g | ,$$

leurs effets se compensent par définition même du facteur d'amplification :

$$| \Delta I_a | = | \Delta I'_a | , \text{ soit } \quad \frac{| \Delta V_a |}{\rho} = S | \Delta V_g | ;$$

d'où

$$\frac{K | \Delta V_g |}{\rho} = S | \Delta V_g$$

et après simplification :

$$\boxed{K = \rho S} \quad \begin{matrix} S \text{ en mA/V} \\ \rho \text{ en k}\Omega \end{matrix}$$

Attention. — Nous avons vu que les trois paramètres ne gardent pas des valeurs constantes en tous les points du réseau. **La relation $K = \rho S$ n'est vérifiée que si les trois paramètres sont déterminés en un *même* point du réseau.**

Vérification. — Pour la 12 AU 7, au point M ($V_a = 200$ V, $V_g = -6$ V, $I_a = 10$ mA), nous avions trouvé $\rho = 7{,}2$ kΩ, $S = 2{,}4$ mA/V et $K = 17{,}5$. Nous retrouvons approximativement cette dernière valeur en faisant le produit ρS.

8.8 ÉQUATION CARACTÉRISTIQUE, DITE « DES PETITES AMPLITUDES ».

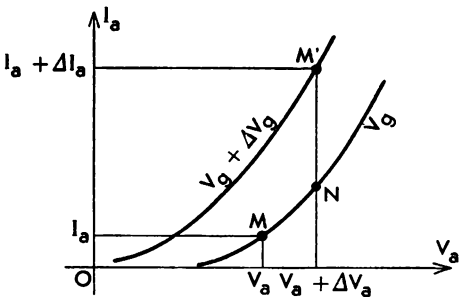


FIG. 8-11

A partir d'un certain état représenté par un point $M(V_a, I_a, V_g)$ sur le réseau de Kellog (fig. 8-11), faisons varier simultanément la tension anodique de ΔV_a et la tension de grille de ΔV_g : le point représentatif vient en M', auquel correspond un courant $I_a + \Delta I_a$.

Pour calculer l'accroissement ΔI_a, nous pouvons supposer que le point représentatif a suivi la caractéristique d'anode de M à N, puis une parallèle à l'axe des intensités de N à M'.

— De M à N : V_g reste constant, V_a varie de ΔV_a. L'accroissement de courant est $\dfrac{\Delta V_a}{\rho}$.

— De N à M' : V_a reste constant, V_g varie de ΔV_g. L'accroissement de courant est $S\,\Delta V_g$.

Nous en déduisons l'accroissement de courant pour des variations simultanées de V_a et V_g :

$$\Delta I_a = \frac{\Delta V_a}{\rho} + S\,\Delta V_g . \qquad (1)$$

Autres formes de l'équation :

$$\Delta I_a = \frac{\Delta V_a + K\,\Delta V_g}{\rho} \qquad (2)$$

et

$$\boxed{\rho\,\Delta I_a = \Delta V_a + K\,\Delta V_g} . \qquad (3)$$

Remarques. — 1. L'équation ainsi établie n'a de sens que dans la mesure où les paramètres K, ρ, S gardent des valeurs bien définies : c'est pourquoi **elle n'est applicable qu'à de petites amplitudes autour d'un point donné M.**

2. **La relation est algébrique** : ΔI_a, ΔV_a, ΔV_g sont positifs ou négatifs suivant que I_a, V_a, V_g croissent ou décroissent.

Exemple. — Pour la 12 AU 7, au point M ($V_a = 200$ V, $V_g = -6$ V, $I_a = 10$ mA) nous avons trouvé $\rho = 7{,}2$ kΩ et $S = 2{,}4$ mA/V. Faisons passer V_a à 220 V et V_g à -8 V.
Nous avons :

$$\Delta V_a = 220 - 200 = +20 \text{ V}$$
$$\Delta V_g = -8 - (-6) = -2 \text{ V}.$$

D'où

$$\Delta I_a = \frac{20}{7{,}2} - 2{,}4 \times 2 \approx -2 \text{ mA};$$

l'intensité anodique passera à $10 - 2 = 8$ mA.

8.9 RÉSEAU IDÉALISÉ.

Pour résoudre certains problèmes, il est possible de se contenter de solutions approchées ; *on assimile alors les caractéristiques à des droites parallèles et équidistantes* : on obtient un réseau idéalisé (fig. 8-12).

Dans ces conditions, les trois paramètres K, ρ, S gardent la même valeur en tous les points du réseau, et l'équation caractéristique devient applicable à de *grandes* amplitudes.

Notamment entre les points O et M : $\Delta I_a = I_a$, $\Delta V_a = V_a$, $\Delta V_g = V_g$; d'où **l'équation générale du réseau idéalisé :**

$$\rho I_a = V_a + K V_g .$$

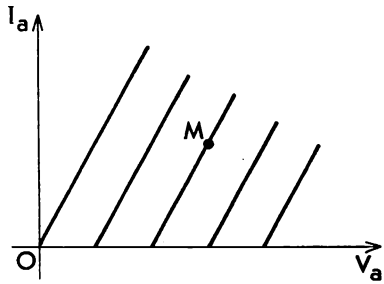


FIG. 8-12

Il est souvent nécessaire d'ajouter un terme correctif :

$$\rho I_a = V_a + K V_g + U_0 .$$

8.10 DIFFÉRENTS TYPES DE TRIODES.

Les valeurs des paramètres K, ρ, S dépendent de la géométrie du tube, et plus particulièrement des éléments suivants :

— Distance cathode-anode.
— Distance cathode-grille.
— Diamètre du fil de grille.
— Pas de la grille.
— Surface émissive de la cathode.

En agissant sur ces différents éléments, le constructeur peut réaliser des tubes dont les propriétés sont très différentes.

Il n'est cependant pas maître de faire varier les paramètres indépendamment les uns des autres ; c'est ainsi qu'une augmentation du pas de la grille fait diminuer ρ, mais fait diminuer également S et K.

On peut distinguer :

1. Les triodes pour amplification en tension. — Pour lesquelles on recherche une forte valeur de K, ce qui entraîne ρ élevé.

Exemples : — **EBC 81.** Double diode triode, amplificatrice B. F. de tension. Conditions nominales d'emploi pour la partie triode :

$V_a = 250$ V, $V_g = -3$ V, $I_a = 1$ mA.
$K = 70$, $\rho = 58$ kΩ, $S = 1{,}2$ mA/V.
$P_{a\ max} = 0{,}5$ W.

— **12 AU 7.** Double triode à cathodes séparées. Conditions nominales par triode :

$V_a = 250$ V, $V_g = -8{,}5$ V, $I_a = 10{,}5$ mA.
$K = 17$, $\rho = 7{,}7$ kΩ, $S = 2{,}2$ mA/V.
$P_{a\ max} = 2{,}75$ W.

2. Les triodes pour amplification en puissance. — Pour lesquelles on recherche ρ faible, ce qui entraîne K petit.

Exemples : — **6 080.** Double triode de puissance pour régulation série des alimentations stabilisées. Conditions nominales par triode :

$V_a = 100$ V, $V_g = -30$ V, $I_a = 100$ mA.
$K = 2$, $\rho = 300$ Ω, $S = 6{,}5$ mA/V.
$P_{a\ max} = 13$ W.

— **E 1566 R.** Triode de puissance pour émission. $P_{a\ max} = 40$ kW. Au point $V_a = 5\,000$ V, $V_g = +80$ V, $I_a = 8$ A, les paramètres ont pour valeur : $\rho = 800$ Ω, $S = 50$ mA/V, $K = 40$. Les fortes valeurs de K et de S proviennent d'une cathode très largement dimensionnée. Nous donnons à titre indicatif le réseau de Kellog de cette triode (fig. 8-13).

En résumé, nous retiendrons les ordres de grandeurs suivants pour les triodes usuelles de réception :

$$4 < K < 100,$$
$$1\ \text{kΩ} < \rho < 100\ \text{kΩ},$$
$$1\ \text{mA/V} < S < 15\ \text{mA/V}.$$

8.11 LIMITATIONS DES TRIODES.

Les fabricants ont cherché à pousser les performances des triodes dans tous les sens possibles.

Amplification. — Nous verrons plus tard qu'on obtient une amplification élevée en augmentant K et diminuant ρ, par action sur la géométrie du tube. Mais nous savons que les paramètres du tube ne varient pas indépendamment les uns des autres ; il faut donc adopter des compromis suivant l'usage auquel on destine le tube (8.10).

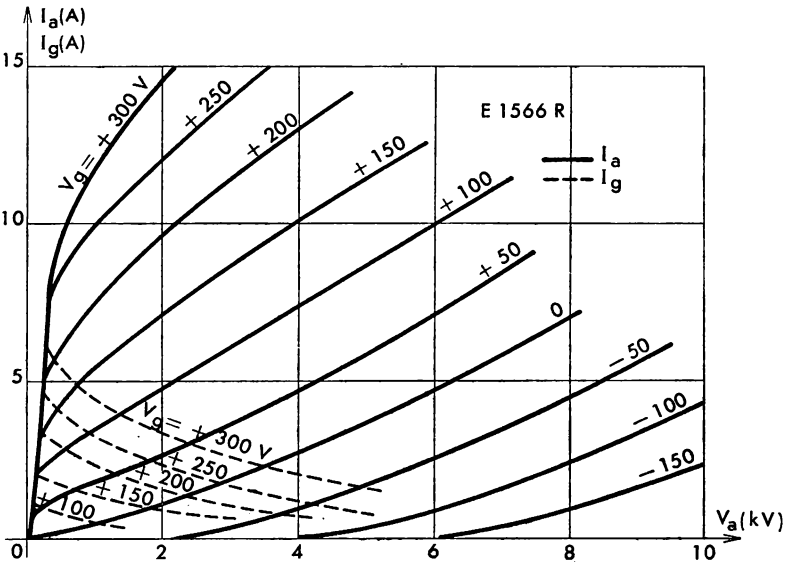


FIG. 8-13

Courant cathodique. — Les limitations sont les mêmes que celles déjà rencontrées chez les diodes (6.13).

Puissance. — La limitation est due à l'échauffement maximal que peut supporter la plaque.

Cet échauffement est fonction :

— des possibilités d'évacuation des calories,

— de la nature de l'anode.

Evacuation des calories : Si la plaque est dans le vide, elle se fait par conduction, et surtout par rayonnement ; dans ces conditions, on ne peut guère dépasser des puissances de l'ordre du kilowatt.

Pour des puissances supérieures, il faut procéder à un refroidissement forcé ; la plaque comporte alors des ailettes, soumises à une ventilation d'air, ou une double paroi parcourue par une circulation d'eau.

Dans les *vapotrons*, un refroidissement énergique est obtenu en laissant l'eau se vaporiser au contact de l'anode. Exemple : Vapotron TH 482, fabriqué par la Thomson, de puissance utile 400 kW en classe C télégraphie, à 30 MHz.

Nature de l'anode : en dépendent :

— La température maximale : qui doit rester inférieure au point de fusion ; on choisira donc des matériaux à points de fusion élevés.

— L'adsorption des gaz : les métaux ont plus ou moins la propriété d'adsorber des gaz à froid, pour les libérer à chaud. On choisira des matériaux peu adsorbants,

ou susceptibles de libérer facilement les gaz adsorbés par un traitement approprié au cours de la fabrication du tube (opération du dégazage).

— Le pouvoir rayonnant : propriété importante lorsque le refroidissement se fait principalement par rayonnement.

— La conduction calorifique : propriété importante lorsque le refroidissement se fait principalement par convection ou par circulation d'eau.

Les matériaux les plus souvent employés pour la construction des anodes sont le nickel, le graphite, le molybdène, le tantale et le cuivre.

Il faut aussi tenir compte de l'échauffement de la grille, car d'une part celle-ci reçoit des rayonnements calorifiques en provenance de la cathode et de l'anode ; d'autre part nous verrons que pour améliorer le rendement des tubes de puissance on est amené à les faire fonctionner avec des courants grille notables. On emploie pour les grilles des métaux réfractaires et des supports bons conducteurs.

On arrive finalement à construire des tubes d'émission dont les puissances atteignent plusieurs centaines de kilowatts.

Fréquence. — La limitation est due :

— *aux capacités inter-électrodes*, notamment C_{ga}, dont les impédances, très faibles en hautes fréquences, shuntent la charge et augmentent le couplage entre plaque et grille ;

— *aux inductances des connexions*, notamment l'inductance de la liaison entre cathode et masse, qui vient se placer en série avec C_{ga} et produit un amortissement du circuit d'entrée ;

— *au temps de transit des électrons* : les vitesses de déplacement des électrons dans le vide entre la cathode et l'anode sont très grandes. Cependant lorsque la fréquence des signaux s'accroît, la durée de trajet des électrons ne peut plus être négligée devant la période ; il en résulte des retards, qui se traduisent par des déphasages entre signaux de sortie et d'entrée ;

— *aux pertes en hautes fréquences*, surtout pertes par hystérésis diélectrique dans le verre de l'enveloppe.

Pour remédier à ces limitations, on peut :

— réduire l'espace parcouru par les électrons, en rapprochant les électrodes ; mais le fabricant rencontre alors des difficultés de réalisation et d'isolement, et d'autre part toute diminution des distances inter-électrodes augmente les capacités parasites ;

— réduire les longueurs des connexions, et donner à celles-ci des formes présentant le minimum d'inductance et de capacité ;

— réduire les surfaces des électrodes, mais on diminue alors la pente et la puissance du tube ;

— utiliser des verres spéciaux, et donner aux enveloppes des formes telles que le verre soit le plus éloigné possible des zones à champ élevé, ou même remplacer le verre par de la céramique.

Pour les très hautes fréquences, on est arrivé à la solution d'électrodes planes, parallèles et très voisines, centrées sur un même axe, et sortant par des connexions en forme de disques centrés aussi sur cet axe (*lampe phare*).

On parvient à faire fonctionner des triodes jusqu'à des fréquences de 4 000 MHz, mais au détriment de la puissance.

EXERCICES

8.1 Sachant que la puissance anodique maximale d'une triode 12 AU 7 est 2,75 W, calculer la plus forte intensité anodique admissible pour $V_a = 200$ V.

Comment déterminer la valeur correspondante de la polarisation de grille si l'on dispose — *a*) du réseau des caractéristiques statiques d'anode ? — *b*) du réseau des caractéristiques statiques de grille ?

8.2 Un tube triode consomme un courant anodique de 15 mA lorsque sa tension anodique est 250 V et sa tension de grille − 6 V. A partir de ce point de fonctionnement : *a*) V_g restant constant, on porte V_a à 260 V : I_a augmente de 1 mA. *b*) V_a restant constant, on porte V_g à − 8 V : I_a diminue de 2 mA. Calculer les paramètres K, ρ, S.

8.3 Au point $V_a = 300$ V, $V_g = -4$ V, $I_a = 10$ mA, une triode a pour paramètres $K = 30$ et $S = 2$ mA/V. Calculer les nouvelles intensités du courant anodique dans les différents cas suivants :

a) V_g restant constant, on fait passer la tension anodique à 350 V ; à 250 V.
b) V_a restant constant, on fait passer la tension de grille à − 5 V ; à − 3,5 V.
c) On fait passer la tension anodique à 330 V et la tension de grille à − 4,5 V.
d) On fait passer la tension anodique à 280 V et la tension de grille à − 3 V.

8.4 On donne le réseau de Kellog du tube 12 AU 7 (fig. 8-1) ; en déduire graphiquement le réseau des caractéristiques statiques de grille. Même question pour la triode E 1566 R (fig. 8-13).

8.5 Montrer que le réseau d'*anode* d'une triode peut se déduire graphiquement du réseau de *grille*.

Application : on donne le réseau de grille de la 12 AU 7 (fig. 8-6). Etablir graphiquement son réseau d'anode.

8.6 On donne le réseau de *grille* d'un élément de 12 AU 7 (fig. 8-6). Tracer sur ce réseau la courbe de dissipation maximale $P_a = 2{,}75$ W.

8.7 Exposer la méthode à suivre pour déterminer la résistance interne d'une triode sur son réseau de *grille*.

Application : on donne le réseau de grille de la 12 AU 7 (fig. 8-6) ; déterminer la valeur de ρ au point ($V_a = 200$ V, $V_g = -5$ V).

Même question pour le facteur d'amplification.

8.8 Exposer la méthode à suivre pour déterminer la pente d'une triode sur son réseau d'*anode*.

Application : on donne le réseau d'anode de la 12 AU 7 (fig. 8-1) ; déterminer la valeur de S au point ($V_a = 100$ V, $V_g = -2$ V).

8.9 Déterminer les paramètres K, ρ, S et vérifier la relation entre ces paramètres aux points suivants du réseau d'anode de la 12 AU 7 (fig. 8-1) : ($V_a = 250$ V, $V_g = -11$ V) ; ($V_a = 125$ V, $I_a = 6$ mA) ; ($I_a = 2$ mA, $V_g = -8{,}5$ V).

Mêmes questions pour la triode E 1566 R (fig. 8-13) aux points ($I_a = 10$ A, $V_g = +160$ V) ; ($I_a = 3$ A, $V_a = 6$ kV).

8.10 A l'aide des réseaux relatifs au tube 12 AU 7 (fig. 8-1 et 8-6), tracer point par point sur un même graphique les courbes $I_a(V_g)$, $\rho(V_g)$, $S(V_g)$ et $K(V_g)$ pour $V_a = 200$ V.

8.11 A l'aide du réseau d'anode du tube E 1566 R (fig. 8-13), tracer point par point sur un même graphique les courbes $\rho(I_a)$, $S(I_a)$, $K(I_a)$ pour $V_a = 2$ kV.

8.12 Du réseau d'anode de la 12 AU 7 (fig. 8-1), déduire graphiquement le réseau $V_a(V_g)$ paramètre I_a.

Exposer la méthode à suivre pour déterminer les paramètres K, ρ, S en un point M de ce dernier réseau. *Application numérique* : $M(V_a = 170$ V, $V_g = -5$ V).

8.13 Quelle est la signification physique du terme correctif dans l'équation générale d'un réseau idéalisé :

$$\rho I_a = V_a + KV_g + U_0 .$$

Application : établir l'équation générale du réseau idéalisé d'un tube triode pour lequel $\rho = 10$ kΩ et $K = 20$, sachant que la caractéristique statique d'anode $V_g = 0$ passe par le point ($V_a = 100$ V, $I_a = 8$ mA). Calculer la polarisation à appliquer sur la grille pour obtenir une intensité anodique de 5 mA avec une tension anodique de 200 V.

8.14 A l'aide du réseau d'anode de la 12 AU 7 (fig. 8-1), tracer la courbe représentant les variations de la tension de blocage avec la tension anodique.

8.15 En considérant le réseau d'anode idéalisé d'une triode : $\rho I_a = V_a + KV_g$, établir l'expression théorique de la tension de blocage en fonction de la tension anodique.

Application : 12 AU 7 dans les conditions nominales d'emploi : $K = 17$, $S = 2{,}2$ mA/V au point ($V_a = 250$ V, $V_g = -8{,}5$ V, $I_a = 10{,}5$ mA). Calculer la tension théorique de blocage pour $V_a = 250$ V. Comparer avec la tension réelle et avec la tension obtenue en prolongeant la partie rectiligne de la caractéristique de grille $V_a = 250$ V (fig. 8-6).

8.16 A l'aide du réseau $I_g(V_a)$ paramètre V_g de la 12 AU 7 (fig. 8-2), tracer la caractéristique $I_g(V_g)$ de la diode cathode-grille lorsque la tension anodique reste constante égale à 50 V. Etudier l'influence de V_a sur cette caractéristique de diode.

Mêmes questions pour la triode E 1566 R (fig. 8-13) pour $V_a = 1$ kV.

8.17 A. Une triode est montée suivant le schéma de la figure 8-14. La source anodique, de F. E. M. 100 V, a une résistance interne négligeable. La grille est polarisée *positivement* par une source continue de F. E. M. $E_g = 20$ V et de résistance interne négligeable, disposée en série avec une résistance de fuite de grille R_g.

Des relevés expérimentaux, effectués à tension anodique constante $V_a = 100$ V, ont fourni comme résultats :

V_g (V)	− 7	− 6	− 5	− 4	− 3	− 2	− 1	0	+ 0,5	+ 1	+ 2	+ 3	+ 4	+ 5
I_g (mA)	0	0	0	0	0	0	0	0,2	0,5	0,9	2,1	4	6,1	8,5
I_a (mA)	0	0,2	1	2	3,5	5,8	8,5	12	14	15	19	22,5	26,5	30

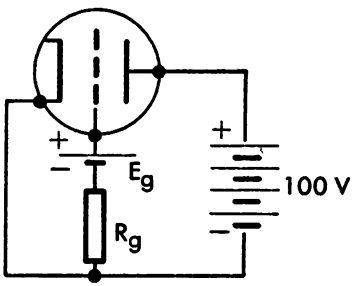


FIG. 8-14

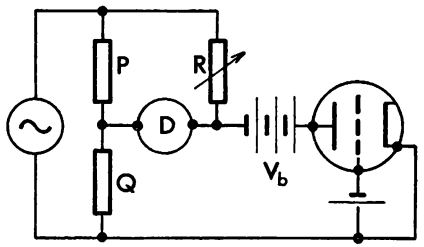


FIG. 8-15

Déterminer : — la tension effectivement appliquée entre cathode et grille,
— le courant de grille,
— la puissance dissipée sur la grille,
— l'intensité anodique,

dans les trois cas suivants : $R_g = 5$ kΩ ; $R_g = 50$ kΩ ; $R_g = 500$ kΩ. En déduire qu'une résistance élevée de fuite protège la grille.

B. On remplace la F. E. M. continue E_g par une F. E. M. *sinusoïdale* d'amplitude 10 V, en série avec une F. E. M. *continue* de 2 V dont le pôle négatif est connecté à la grille. Etablir graphiquement la forme d'onde du courant anodique pour $R_g = 500$ kΩ ; vérifier qu'il y a *écrêtage par courant grille et écrêtage par blocage.*

8.18 La résistance interne d'une triode peut se mesurer en employant le montage de la figure 8-15, dans lequel *D* est un détecteur de zéro pour l'alternatif. Expliquer le principe de cette méthode de mesure ; justifier la nécessité d'opérer en régime sinusoïdal ; donner l'expression de ρ en fonction des résistances *P*, *Q*, *R*.

CHAPITRE 9

TRIODE : FONCTIONNEMENT EN CHARGE EN RÉGIME CONTINU

Dans la plupart des applications de la triode, une résistance d'utilisation, appelée ***résistance de charge,*** *est insérée en série dans le circuit d'anode.*

Etudions le fonctionnement de ce montage dans le cas où il est alimenté uniquement par des sources de tensions ***continues*** (fig. 9-1).

9.1 RELATION ENTRE LA TENSION ET LE COURANT ANODIQUES.

Loi d'Ohm. — La loi d'Ohm, appliquée entre les points A et K du montage (fig. 9-1) nous donne :

$$\boxed{V_a = V_b - R_a I_a}.$$

La tension anodique est égale à la tension d'alimentation diminuée de la chute de tension dans la résistance de charge.

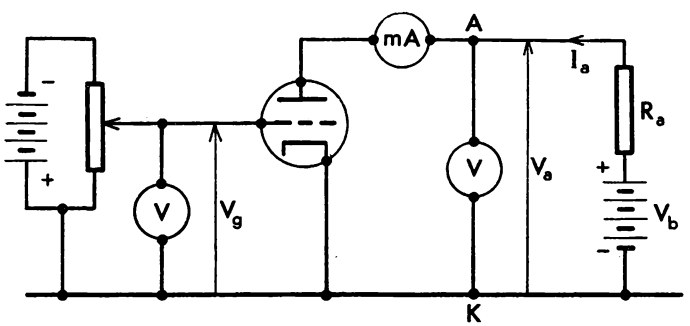


FIG. 9-1

CONSÉQUENCES :

1. Dans le fonctionnement en charge, **la tension anodique varie en même temps que le courant anodique ;** elle croît lorsque le courant diminue.

2. Par suite de la chute de tension dans R_a, **la tension anodique est toujours inférieure à la tension d'alimentation :** $V_a < V_b$. *Elle ne lui devient égale que si le tube est bloqué* ($I_a = 0$).

Il ne faut donc pas commettre l'erreur de confondre la tension anodique V_a avec la haute tension V_b.

Variation de tension due à une variation de courant. — Soit un état initial pour lequel l'intensité anodique est I_a et la tension anodique V_a.

V_b et R_a restant constants, agissons sur la grille pour faire croître l'intensité de ΔI_a. La tension varie : elle devient $V_a + \Delta V_a$.

La loi d'Ohm s'applique à ces deux états de fonctionnement :

$$V_a = V_b - R_a I_a \tag{1}$$

$$V_a + \Delta V_a = V_b - R_a(I_a + \Delta I_a) \tag{2}$$

En retranchant (1) de (2), nous obtenons :

$$\boxed{\Delta V_a = - R_a \Delta I_a}.$$

ΔI_a et ΔV_a sont des accroissements *algébriques.*

Le signe moins rappelle que la tension anodique est fonction décroissante du courant.

9.2 DROITE DE CHARGE.

Lieu du point de fonctionnement dans le réseau d'anode. — La relation $V_a = V_b - R_a I_a$ peut encore s'écrire :

$$I_a = - \frac{1}{R_a} V_a + \frac{V_b}{R_a}.$$

Sous cette forme, et si V_b et R_a sont constants, nous reconnaissons l'équation d'une droite dans un système d'axes I_a, V_a.

Posons en effet $I_a = y$, $V_a = x$, $- \frac{1}{R_a} = a$ et $\frac{V_b}{R_a} = b$; nous trouvons alors l'équation habituelle d'une droite : $y = ax + b$.

Cette droite est appelée *droite de charge.*

Pour une tension d'alimentation V_b et une résistance de charge R_a données, lorsque la tension de grille varie, le point de fonctionnement M (I_a, V_a) se déplace sur une droite de charge d'équation

$$I_a = - \frac{1}{R_a} V_a + \frac{V_b}{R_a}.$$

Tracé de la droite de charge. — Il suffit d'en connaître deux points. Le plus souvent, on considère les points suivants (fig. 9-2) :

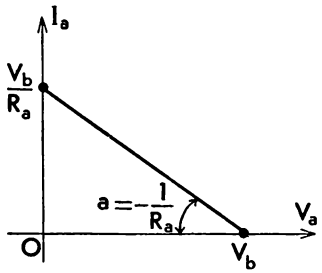


FIG. 9-2

— Si nous faisons $I_a = 0$ dans l'équation de la droite de charge, nous obtenons $V_a = V_b$: **La droite de charge coupe l'axe des tensions au point d'abscisse** V_b. *Ce point correspond au blocage du tube* ($I_a = 0$).

— Si nous faisons $V_a = 0$ dans l'équation, nous obtenons $I_a = \dfrac{V_b}{R_a}$: **La droite de charge coupe l'axe des intensités en un point d'ordonnée** $\dfrac{V_b}{R_a}$ (Attention aux unités : pour avoir cette ordonnée en milliampères, il faut prendre V_b en volts et R_a en kilohms).

Expérience : Opérons avec une triode 12 AU 7. Fixons V_b à 250 V et prenons $R_a = 20$ kΩ. Partant de $V_g = 0$ V, rendons la grille progressivement plus négative et, pour plusieurs valeurs de la polarisation, notons les valeurs correspondantes de I_a et V_a. Nous pouvons vérifier que les points figuratifs M (V_a, I_a) s'alignent sur une droite passant par les points

$$(V_a = 250\text{ V}, I_a = 0) \text{ et } \left(V_a = 0,\ I_a = \frac{250}{20} = 12{,}5\text{ mA}\right).$$

Coefficient angulaire de la droite. — C'est $a = \boxed{-\dfrac{1}{R_a}}$.

Remarque : Nous retrouvons cette valeur en faisant le quotient $\dfrac{\Delta I_a}{\Delta V_a}$.

Droite de charge et caractéristiques statiques d'anode. — Les caractéristiques statiques d'anode coupent la droite de charge (fig. 9-3 *a*) ; *cette dernière peut ainsi être graduée en tensions de grille.*

Exemple : 12 AU 7 ; $V_b = 250$ V, $R_a = 20$ kΩ. Quelle est la valeur de la tension de grille au point M_2 de la droite de charge ? Or M_2 est situé sur la caractéristique statique $V_g = -4$ V, ce qui nous donne la polarisation cherchée.

En particulier, la tension de blocage V_{gc} se lit sur la caractéristique passant par le point C (V_b, 0).

Exemple : 12 AU 7 ; $V_b = 250$ V, $R_a = 20$ kΩ. La tension de blocage lue sur la caractéristique passant par C est $V_{gc} = -19$ V (fig. 9-3 *a*).

9.3 CARACTÉRISTIQUE DE GRILLE EN CHARGE.

C'est le lieu du point de fonctionnement dans le plan I_a, V_g du réseau de grille. *Ce lieu correspond à la droite de charge du réseau d'anode.*

Détermination graphique. — Nous raisonnerons sur l'exemple de la triode 12 AU7 avec $V_b = 250$ V et $R_a = 20$ kΩ.

Dans le plan I_a, V_a (fig. 9-3 *a*), considérons les points d'intersection M_1, M_2, M_3, etc. de la droite de charge avec les caractéristiques statiques du réseau d'anode. A chacun de ces points correspondent une intensité anodique, lue en ordonnée, et une tension de grille, lue sur la caractéristique passant par le point.

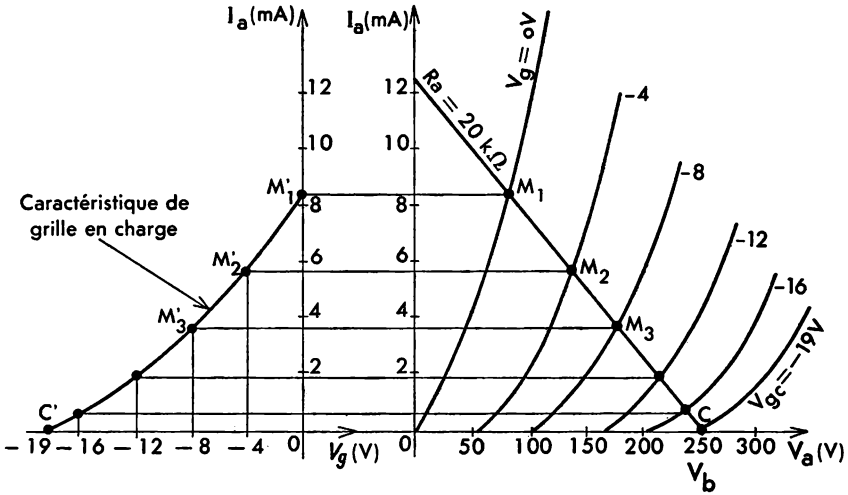


FIG. 9-3 *b* FIG. 9-3 *a*

Reportons ces valeurs dans le système d'axes I_a, V_g (fig. 9-3 *b*) : nous obtenons des points M'_1, M'_2, M'_3, etc. qui nous permettent de tracer la caractéristique de grille en charge.

> **Pour une tension d'alimentation V_b et une résistance de charge R_a données, lorsque la tension de grille varie, le point de fonctionnement M' (I_a, V_g) se déplace sur une courbe appelée caractéristique de grille en charge.**

Nous appellerons aussi cette courbe *caractéristique dynamique de grille*, malgré que cette dénomination ne soit pas toujours exacte comme nous le verrons plus tard.

> *Expérience.* — A l'aide du montage de la figure 9-1 (12 AU 7 — $V_b = 250$ V — $R_a = 20$ kΩ), faisons varier V_g et notons les valeurs correspondantes de I_a. Avec ces résultats, traçons la courbe $I_a(V_g)$: nous vérifions qu'elle se superpose à celle que nous avons déterminée graphiquement.

La caractéristique en charge est fréquemment utilisée, car elle fournit, par des constructions graphiques simples, la réponse en courant de la triode lorsqu'on applique un signal sur la grille.

REMARQUE. — **La caractéristique de grille en charge n'est pas une droite ;** elle ne serait rectiligne que dans le cas d'un réseau idéalisé. Nous verrons que cette courbure de la caractéristique est une cause de *distorsion* dans l'utilisation des triodes.

Caractéristique en charge et caractéristiques statiques de grille. — Il ne faut pas confondre ces deux types de courbes $I_a(V_g)$:

— Pour tracer une caractéristique statique de grille, on maintient V_a *constant.*

— Pour tracer une caractéristique en charge, on maintient V_b et R_a constants, *mais* V_a *ne conserve pas la même valeur en tous les points de cette courbe* (9.1).

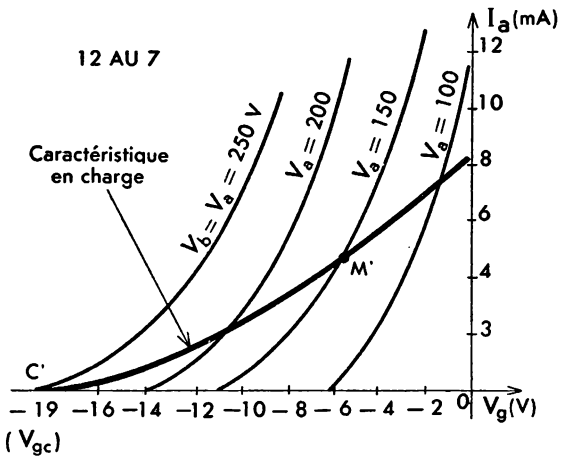


FIG. 9-4

Si nous reportons ces deux types de courbes sur un même graphique (fig. 9-4), nous constatons que les caractéristiques statiques coupent la caractéristique dynamique : *cette dernière peut ainsi être graduée en tensions anodiques.*

Exemple : 12 AU 7 ; $V_b = 250$ V, $R_a = 20$ kΩ. Quelle est la valeur de la tension anodique au point M' de la caractéristique dynamique (fig. 9-4) ? Or M' est situé sur la caractéristique statique $V_a = 150$ V, ce qui nous donne la tension cherchée.

Point de blocage. — Le tube se bloque au point C' où la caractéristique en charge rejoint l'axe des tensions : $I_a = 0$ (fig. 9-4). L'abscisse de ce point est égale à la tension de blocage V_{gc}.

Exemple : 12 AU 7 ; $V_b = 250$ V, $R_a = 20$ kΩ. Nous trouvons $V_{gc} = -19$ V ; c'est évidemment la même valeur que celle déjà trouvée sur le réseau d'anode (9.2).

D'après la détermination graphique de la caractéristique dynamique (fig. 9-3), *le point* C' *correspond au point* C (V_b, 0) *du réseau d'anode.*

Lorsque le tube est bloqué, la tension anodique devient égale à la haute tension V_b : donc *la caractéristique statique de grille* $V_a = V_b$ *passe par* C'.

9.4 PENTE EN CHARGE (PENTE DYNAMIQUE).

Définition. — Comme nous l'avions fait à propos des caractéristiques statiques (8.5), nous pouvons aussi définir une pente en tout point de la caractéristique de grille en charge : c'est la pente en charge, ou pente dynamique.

$$\boxed{S' = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}} \quad \text{(fig. 9-5).}$$

Cette pente s'exprime encore en milliampères par volts.

Nous avons $S' = \operatorname{tg}\beta'$; β' est inférieur à β, d'où $S' < S$: *la pente en charge est inférieure à la pente statique.*

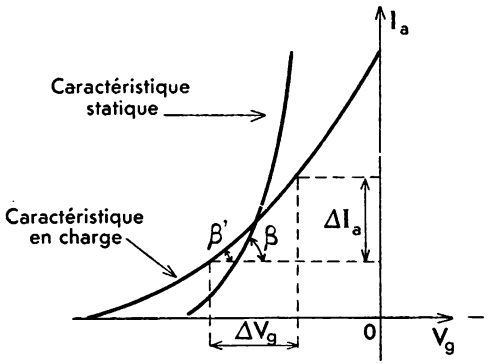


FIG. 9-5

Remarquons aussi que, par suite de la courbure de la caractéristique dynamique, β', donc S', varient le long de cette caractéristique.

Calcul. — L'accroissement ΔI_a nous est donné par l'équation des petites amplitudes :

$$\Delta I_a = \frac{\Delta V_a}{\rho} + S\,\Delta V_g\,.$$

Mais l'accroissement ΔV_a est dû à la variation du courant (9.1) :

$$\Delta V_a = -\,R_a\,\Delta I_a.$$

En reportant cette expression dans l'équation précédente, et en groupant les termes :

$$\Delta I_a\left(1 + \frac{R_a}{\rho}\right) = S\,\Delta V_g\,.$$

D'où nous tirons la pente dynamique $S' = \dfrac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$:

$$\boxed{S' = \frac{S}{1 + \dfrac{R_a}{\rho}}}\,.$$

Nous vérifions bien que la pente dynamique est inférieure à la pente statique.

Compte tenu de la relation entre les paramètres fondamentaux (8.7), nous avons aussi :

$$S' = \frac{K}{R_a + \rho}\,.$$

9.5 INFLUENCE DE LA TENSION D'ALIMENTATION ET DE LA CHARGE.

Variation de la tension d'alimentation. — Envisageons une variation de V_b, *à charge constante*. Dans ces conditions, le coefficient angulaire $(-1/R_a)$ de la droite de charge reste constant, mais l'abscisse à l'origine (V_b) est modifiée : **La droite de charge subit une translation.**

Il s'ensuit un déplacement corrélatif de la caractéristique de grille en charge, assimilable en première approximation à une translation (fig. 9-6).

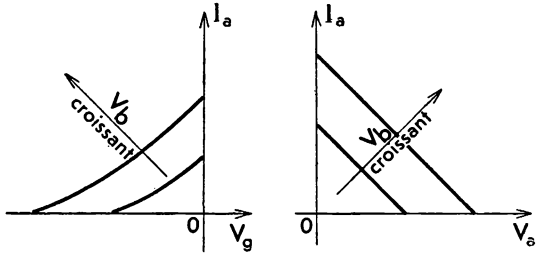


FIG. 9-6

Variation de la charge. — A tension d'alimentation constante.

1. *Droite de charge* : le point $(V_b, 0)$ d'intersection avec l'axe des tensions reste fixe, mais le coefficient angulaire $(-1/R_a)$ varie : **La droite de charge pivote autour du point fixe C $(V_b, 0)$.** Son inclinaison sur l'axe des tensions diminue lorsque la charge croît (fig. 9-7 *a*).

2. *Caractéristique de grille en charge* : le point C' est fixe, puisqu'il correspond au point C du réseau d'anode (9.3) : **A tension d'alimentation constante, les caractéristiques dynamiques de grille passent toutes par un même point C' de l'axe des tensions, quelle que soit la charge.**

Leur inclinaison sur l'axe des tensions diminue lorsque la charge croît (fig. 9-7 *b*).

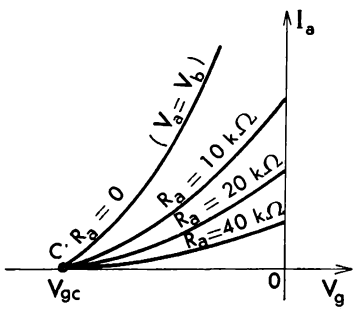


FIG. 9-7 *b*

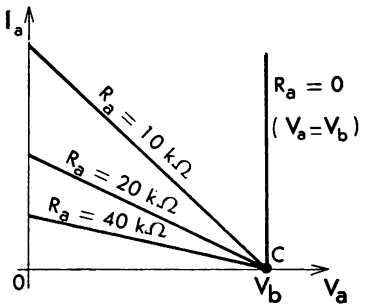


FIG. 9-7 *a*

Le point C' étant commun à toutes les caractéristiques, nous en déduisons que *la tension de blocage d'une triode ne dépend pas de la charge ; elle ne dépend que de la haute tension.*

Calcul de la tension de blocage. — Ce calcul peut se faire dans le cas d'un réseau idéalisé.

L'équation générale du réseau est :

$$\rho I_a = V_a + KV_g . \qquad (8.9)$$

En tenant compte de la relation $V_a = V_b - R_a I_a$, cette équation devient :

$$\rho I_a = (V_b - R_a I_a) + KV_g .$$

Et en y faisant $I_a = 0$ (blocage), nous obtenons :

$$\boxed{V_{gc} = -\frac{V_b}{K}} .$$

Une élévation de la haute tension fait reculer le blocage du tube.

Remarque. — L'expression trouvée pour V_{gc} confirme que la tension de blocage ne dépend que de V_b, et non de R_a.

Cas du réseau réel. — La tension de blocage est en fait plus négative que ne l'indique le calcul théorique. Par exemple pour la 12 AU 7 ($K = 17$), avec $V_b = 250$ V, le calcul théorique fournit une valeur $V_{gc} = -\frac{250}{17} \approx -14{,}5$ V, alors que la valeur réelle est -19 V.

9.6 DÉTERMINATION DE LA POSITION DU POINT DE FONCTIONNEMENT.

Problème. — *Une triode fonctionne en charge, avec une tension d'alimentation V_b et une charge R_a données. On applique sur la grille une tension continue V_g donnée. Quelles seront les valeurs prises par la tension et l'intensité anodiques* ?

La résolution se fait graphiquement, en déterminant la position du point de fonctionnement, soit dans le réseau d'anode, soit dans le réseau de grille.

Dans le réseau d'anode. — Nous déterminerons la position du point de fonctionnement M par l'intersection de deux lieux géométriques.

— *Premier lieu* : la polarisation V_g étant imposée, M est sur la caractéristique d'anode correspondante.

— *Second lieu* : les coordonnées de M vérifient l'équation de la droite de charge.

Exemple : 12 AU 7 ; $V_b = 250$ V ; $R_a = 20$ kΩ ; $V_g = -6$ V. Graphiquement nous trouvons : $I_a = 4{,}6$ mA, $V_a = 158$ V (fig. 9-8), valeurs que nous pouvons vérifier expérimentalement en mesurant I_a et V_a.

Dans le réseau de grille. — Les lieux correspondants sont :

— *Premier lieu* : V_g étant imposée, le point M' est sur une parallèle à l'axe des intensités.

— *Deuxième lieu* : M' est sur la caractéristique de grille en charge.

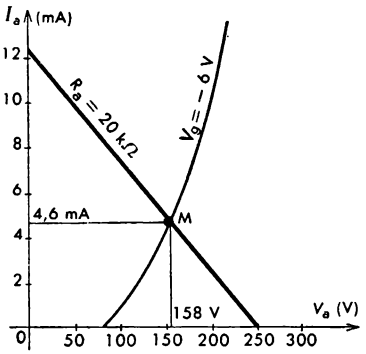


FIG. 9-8

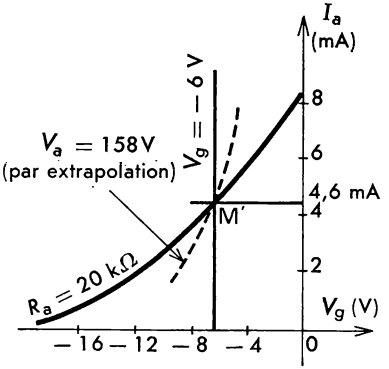


FIG. 9-9

Exemple. — Mêmes données que pour l'exemple précédent. Graphiquement (fig. 9-9), I_a se lit en ordonnée : $I_a = 4{,}6$ mA, et V_a se lit sur la caractéristique statique passant en M' : $V_a = 158$ V (par extrapolation).

On obtient évidemment les mêmes résultats par les deux méthodes.

EXERCICES

9.1 Une triode est montée suivant le schéma de la figure 9-1, avec une tension d'alimentation V_b et une charge R_a. Pour une certaine polarisation de grille, on lit : $I_a = 9$ mA, $V_a = 100$ V ; pour une autre : $I_a = 3$ mA, $V_a = 200$ V. En déduire les valeurs de V_b et R_a.

Calculer l'accroissement algébrique d'intensité anodique qui produira un accroissement de tension anodique $\Delta V_a = +25$ V.

9.2 Sur un même graphique, tracer :

a) Les droites de charge correspondant aux données suivantes : $R_a = 15$ kΩ et $V_b = 300$ V ; $R_a = 50$ kΩ et $V_b = 300$ V ; $R_a = 15$ kΩ et $V_b = 200$ V.

b) La droite de charge pour un fonctionnement en statique ($V_b = 200$ V).

9.3 Sur la droite de charge, le point de fonctionnement peut-il atteindre *réellement* l'axe des intensités ? Préciser les limitations aux déplacements du point de fonctionnement sur la droite de charge.

9.4 On donne le réseau d'anode du tube 12 AU 7 (fig. 8-1). En déduire graphiquement la caractéristique de grille en charge, pour une tension d'alimentation $V_b = 300$ V et une résistance de charge $R_a = 10$ kΩ.

A l'aide de cette caractéristique, déterminer la pente dynamique pour $I_a = 10$ mA.

Recommencer cette détermination en plusieurs autres points, et tracer la courbe $S'(I_a)$.

9.5 Etant donné le réseau des caractéristiques statiques de grille de la 12 AU 7 (fig. 8-6), en déduire le tracé de la caractéristique de grille en charge ($V_b = 300$ V, $R_a = 20$ kΩ), *sans passer par l'intermédiaire du réseau de Kellog et de la droite de charge.*

9.6 Une triode a des paramètres constants dans un large domaine d'utilisation : $S = 3$ mA/V, $K = 60$.

a) Calculer la pente dynamique S' pour une charge $R_a = 50$ kΩ.

b) Etudier la fonction $S'(R_a)$ et tracer son graphe.

9.7 Démontrer, sans calculs et par un raisonnement uniquement physique, que la pente en charge doit être inférieure à la pente statique.

9.8 Montrer que l'on peut déterminer la pente dynamique *sur le réseau d'anode. Application* : on donne le réseau d'anode de la triode 12 AU 7 (fig. 8-1) ; $V_b = 250$ V ; $R_a = 5$ kΩ. Déterminer les valeurs de S', S, K, ρ lorsque la polarisation de grille est $V_g = -6$ V. Vérifier les relations entre ces différents paramètres.

9.9 Une triode est alimentée par une haute tension V_b à travers une charge anodique R_a. On suppose que ce tube possède un réseau idéal d'équation générale $\rho I_a = V_a + KV_g$: établir l'équation de la caractéristique dynamique de grille et tracer cette caractéristique ; préciser la position du point de blocage.

9.10 Une triode a pour paramètres $K = 36$ et $\rho = 12$ kΩ ; elle est montée avec charge anodique $R_a = 24$ kΩ. Quelle est la variation du courant anodique, lorsque la tension de grille passe de -6 à -8 V, à tension d'alimentation constante ?

9.11 Une triode est montée suivant le schéma de la figure 9-1 : tension d'alimentation V_b ; charge R_a ; polarisation de grille V_g.

a) Trouver les lieux du point de fonctionnement, dans le réseau d'anode d'une part, dans le réseau de grille d'autre part, pour chacun des cas suivants :

— V_b et R_a constants, V_g varie,
— V_g et R_a constants, V_b varie,
— V_g et V_b constants, R_a varie.

b) Dans un certain état de fonctionnement, la tension anodique est V_a et l'intensité I_a. Etudier comment se répartit la puissance délivrée par la source haute tension (*bilan des puissances*). *Application* : $V_b = 350$ V, $V_a = 50$ V,

$I_a = 4$ mA ; calculer la puissance joule dans la charge et la puissance dissipée sur la plaque.

9.12 *Notion d'amplification par triode.* Une triode est montée suivant le schéma de la figure 9-1 ; tension d'alimentation V_b, charge R_a. Aux caractéristiques en charge des plans I_a, V_a (droite de charge) et I_a, V_g (caractéristique dynamique de grille) correspond aussi une caractéristique en charge tracée dans le système d'axes V_a (ordonnées), V_g (abscisses). Expliquer comment cette caractéristique en charge $V_a(V_g)$ peut se déduire graphiquement du réseau d'anode. Quel est l'intérêt de cette courbe ?

Application : 12 AU 7 ; $V_b = 250$ V ; $R_a = 20$ kΩ. On donne le réseau d'anode (fig. 8-1). Construire graphiquement la caractéristique en charge $V_a(V_g)$.

A l'aide de cette caractéristique :

a) Déterminer le rapport de l'accroissement de tension anodique ΔV_a à l'accroissement de tension de grille ΔV_g, au voisinage du point de polarisation $V_g = -6$ V. Vérifier qu'il y a *amplification de tension.*

b) On place dans le circuit de grille, en série avec la source de polarisation continue $V_g = -6$ V, une source de tension sinusoïdale $v_g = 4 \sin \omega t$ (volts). Trouver graphiquement la forme d'onde de la tension anodique ; vérifier qu'il y a *distorsion* : quelle en est la cause ?

9.13 Une triode, de facteur d'amplification K et de résistance interne ρ, fonctionne avec une charge anodique R_a. On appelle *amplification* A le rapport de l'accroissement ΔV_a de tension anodique à l'accroissement correspondant ΔV_g de tension de grille. Exprimer A en fonction de K, ρ et R_a ; expliquer physiquement le signe algébrique de ce rapport.

Application : tube 12 AU 7 ; $K = 17$; $\rho = 8$ kΩ. Etudier la fonction $A(R_a)$, en supposant que les paramètres K et ρ demeurent constants dans un large domaine.

9.14 *Notion de polarisation automatique.* Une triode 12 AU 7 est montée suivant le schéma de la figure 9-10. $V_b = 300$ V ; $R_a = 18$ kΩ ; $R_k = 2$ kΩ.

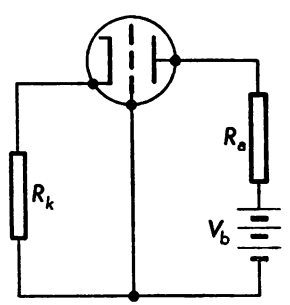


FIG. 9-10

a) Etablir l'équation de la droite de charge $I_a(V_a)$; tracer cette droite sur le réseau d'anode (fig. 8-1).

b) En déduire la caractéristique de grille en charge en régime continu $I_a(V_g)$.

c) Déterminer la position du point de fonctionnement dans le réseau de grille ; préciser les valeurs de V_a, V_g, I_a qui caractérisent cet état de fonctionnement.

d) V_b et R_a restant constants, quelle valeur faudrait-il donner à R_k pour bloquer le tube ?

9.15 Le montage de la figure 9.11 est équipé d'un tube ECC 81/12 AT 7.

$$R_{a1} = R_{a2} = 12\,000\,\Omega\,; \quad E_1 = E_2 = 1\,\text{V}\,; \quad V_b = 300\,\text{V}\,.$$

On fournit le réseau $I_a(V_{ak})$ de la 12 AT 7 (fig. 9-12), mais il est recommandé d'effectuer les résolutions graphiques sur les courbes représentatives des variations des courants en fonction des tensions entre grilles et cathodes.

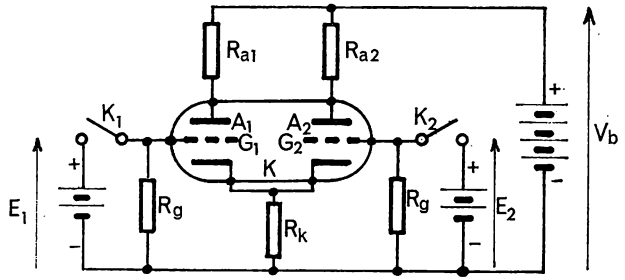


FIG. 9-11.

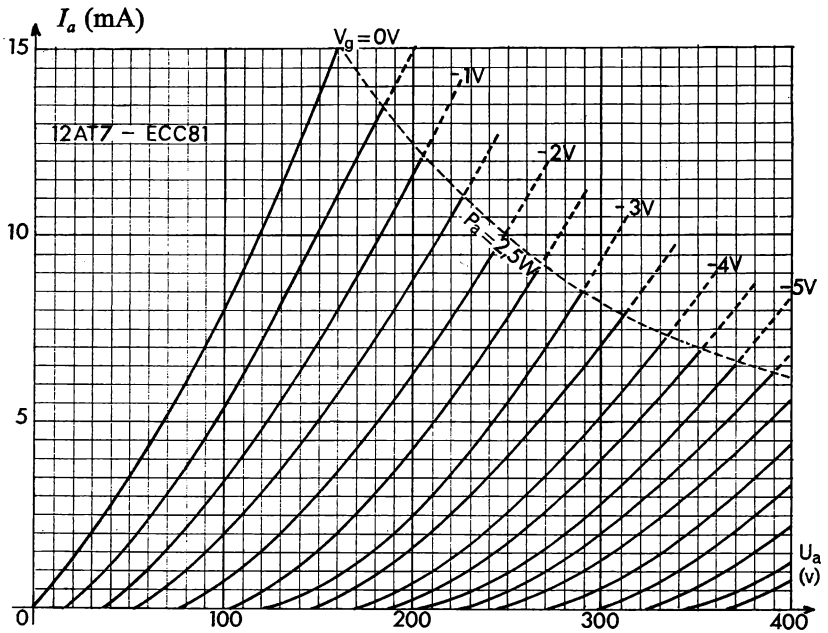


FIG. 9-12.

a) Les interrupteurs K_1 et K_2 sont ouverts : Déterminer R_k pour que le courant I_k dans cette résistance soit de 10 mA. Calculer la variation de I_k qu'entraîne alors une variation de R_k de 2 %.

b) R_k ayant une valeur de 300 Ω, on ferme K_2, K_1 restant ouvert. Déterminer les courants dans R_{a1} et R_{a2}.

c) R_k vaut toujours 300 Ω. On ferme K_1 et K_2.

— Déterminer les courants dans R_{a1} et R_{a2}.

— Déterminer quels sont alors la pente, la résistance interne et le coefficient d'amplification de chaque triode.

— E_1 subit une augmentation de 10 mV. Déterminer la D. D. P. entre les anodes $\varepsilon = V_{a1} - V_{a2}$ qui en résulte.

CHAPITRE 10

TÉTRODE
ÉMISSION SECONDAIRE

I. TÉTRODE

Nous avons vu au chapitre 7 que, parmi les différentes capacités interélectrodes, la capacité C_{ga} est la plus gênante parce qu'elle réalise un couplage entre les circuits d'anode et de grille, couplage qui peut engendrer des oscillations parasites. Pour supprimer, ou tout au moins réduire cette capacité, on introduit dans le tube une grille supplémentaire : la grille écran, dont nous comprendrons mieux la fonction si nous étudions d'abord le phénomène électrostatique d'écran.

10.1 ÉCRAN ÉLECTROSTATIQUE.

Observation. — Un poste de radio à transistors enfermé à l'intérieur d'une automobile, et non relié à l'antenne extérieure, ne fournit qu'une puissance d'écoute très réduite : *la carrosserie métallique met l'intérieur de l'automobile à l'abri des actions électriques venues de l'extérieur.* Cet isolement n'est ici que partiel car la carrosserie présente des solutions de continuité et a un potentiel mal défini.

Définition. — Un écran électrostatique est un conducteur creux maintenu à un potentiel constant.

La façon la plus simple et la plus commode d'imposer à un conducteur un potentiel fixe est de le relier au sol.

Propriété fondamentale. — Un écran électrostatique sépare l'espace en deux régions, intérieure et extérieure, totalement indépendantes l'une de l'autre au point de vue électrostatique.

Applications de l'effet d'écran. — Beaucoup d'appareils ou d'organes utilisés en électronique doivent être protégés contre les champs électriques extérieurs dont les variations sont fortuites et inconnues ; on les entoure d'un conducteur, *que l'on relie à la terre afin de maintenir son potentiel constant* : on dit alors que l'appareil est *blindé*.

10.2 CONSTITUTION D'UNE TÉTRODE (fig. 10.1 et 10.2)

Une tétrode est une triode à laquelle on a adjoint une grille supplémentaire, appelée *grille écran*, intercalée entre la première grille et l'anode. Le tube comporte donc quatre électrodes, d'où son nom de *tétrode*.

Tétrode = Triode + grille écran

Figure 10-1 :

K = cathode.
G_1 = première grille, ou *grille de commande* (reçoit le signal d'entrée).
G_2 = deuxième grille, ou *grille écran*.
A = anode.

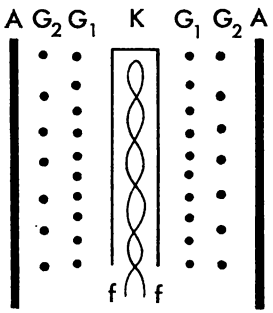


FIG. 10-1

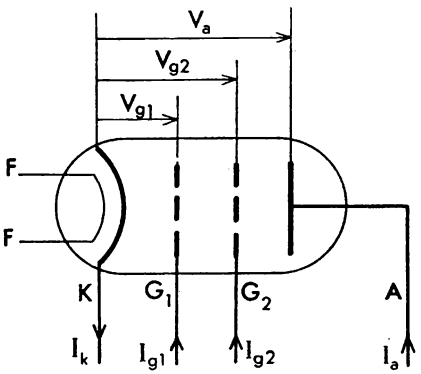


FIG. 10-2

Tensions et courants. — Les tensions et les courants que nous aurons à considérer pour l'étude de la tétrode sont représentés sur la figure 10-2.

$$I_k = I_{g1} + I_{g2} + I_a.$$

Dans le cas d'un fonctionnement sans courant de grille G_1 :

$$I_k = I_{g2} + I_a\,.$$

10.3 BUT DE LA GRILLE ÉCRAN.

La grille supplémentaire G_2, généralement en nickel, est à spires légèrement moins serrées que G_1. *Elle est destinée à jouer le rôle d'écran électrostatique* entre la grille de commande G_1 et l'anode ; pour remplir cette fonction il est indispensable qu'elle soit maintenue à un potentiel *fixe* par rapport à la cathode. Si cette condition est réalisée, l'influence électrostatique entre G_1 et A est pratiquement supprimée : la capacité interélectrode C_{ga}, entre G_1 et A, devient plusieurs centaines de fois plus petites que pour la triode correspondante.

En résumé :

La grille écran a pour but essentiel de réduire la capacité entre grille de commande et plaque ; elle doit être maintenue à un potentiel fixe.

Choix du potentiel de G_2. — La grille G_2 doit être positive par rapport à la cathode, sinon elle arrêterait les électrons ; son potentiel ne doit pourtant pas dépasser celui de l'anode, sinon elle collecterait les électrons au détriment de l'anode. On choisit couramment une tension V_{g2} de l'ordre de la moitié de la tension anodique de repos.

10.4 RÔLES DES DIFFÉRENTES ÉLECTRODES.

Réalisons le montage représenté à la figure 10-3 ; nous emploierons un tube tétrode dérivé du tube EL 84 (1).

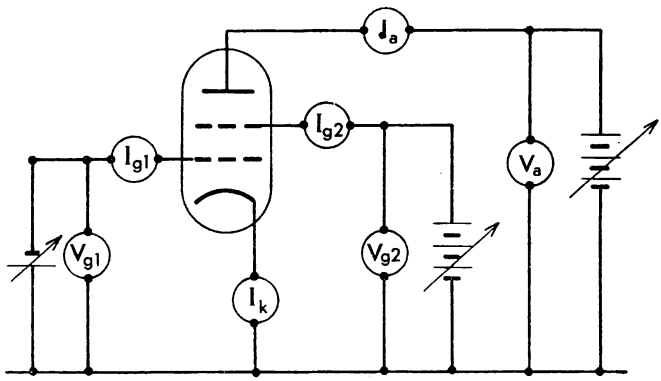


FIG. 10-3

EXPÉRIENCE 1. — Portons G_1 au même potentiel que la cathode. Faisons $V_{g2} = 100$ V et $V_a = 100$ V. Nous obtenons :

$$I_a = 48 \text{ mA} ; \quad I_{g2} = 5{,}5 \text{ mA} ; \quad I_{g1} \approx 0.$$

Conclusion. — Nous notons l'existence d'un courant I_{g2} non négligeable. Ce phénomène est dû au fait que la grille G_2, portée à un potentiel positif, collecte des électrons.

EXPÉRIENCE 2. — Gardons les mêmes tensions V_{g2} et V_a, mais faisons $V_{g1} = -1{,}5$ V. Nous obtenons :

$$I_a = 34 \text{ mA}, \qquad I_{g2} = 3{,}8 \text{ mA}.$$

Conclusion. — Comme dans une triode, la grille G_1 contrôle le courant anodique sans absorber de puissance à la source de polarisation ; elle contrôle aussi le courant d'écran.

(1) Série de tubes : diode, triode, tétrode, dérivés de la pentode EL 84 ; cette série est réalisée par la *Compagnie des Lampes Mazda.*

EXPÉRIENCE 3. — Gardons $V_{g1} = -1{,}5$ V et $V_{g2} = 100$ V, et modifions V_a. Nous obtenons :

— pour $V_a = 100$ V : $I_a = 34$ mA ; $I_{g2} = 3{,}8$ mA
— pour $V_a = 150$ V : $I_a = 39$ mA ; $I_{g2} = 2{,}8$ mA
— pour $V_a = 200$ V : $I_a = 42{,}5$ mA ; $I_{g2} = 2{,}4$ mA .

Conclusion. — La tension anodique a peu d'influence sur le courant anodique ; à cet égard les propriétés de la tétrode sont donc très différentes de celles de la triode. Nous pouvons déjà prévoir que la tétrode présentera une résistance interne et un facteur d'amplification beaucoup plus élevés.

EXPÉRIENCE 4. — Gardons $V_{g1} = -1{,}5$ V et $V_a = 100$ V, et modifions V_{g2}. Nous obtenons :

— pour $V_{g2} = 50$ V : $I_a = 6{,}5$ mA ; $I_{g2} = 0{,}3$ mA
— pour $V_{g2} = 100$ V : $I_a = 34$ mA ; $I_{g2} = 3{,}8$ mA
— pour $V_{g2} = 140$ V : $I_a = 45$ mA ; $I_{g2} = 13{,}4$ mA

Conclusion. — Le potentiel de la grille G_2 a une influence prépondérante sur le courant anodique et le courant d'écran.

Interprétation des expériences 3 et 4. — La grille G_2 est l'électrode positive la plus proche de la cathode ; c'est donc presque exclusivement elle qui impose le champ au voisinage de la cathode :

La grille écran puise les électrons dans la charge d'espace et les accélère.

Lorsque ces électrons arrivent au niveau de l'écran, une grande partie d'entre eux passent entre les mailles de cette électrode. Ils sont alors soumis à une accélération supplémentaire produite par la plaque, qui les collecte finalement *mais la plaque n'a joué aucun rôle dans l'extraction des électrons de la charge d'espace* : nous comprenons ainsi pourquoi les courants I_a et I_{g2} dépendent surtout de la tension d'écran, et peu de la tension anodique.

En résumé :

— *la cathode* émet les électrons,
— *l'écran* puise les électrons dans la charge d'espace et les accélère,
— *l'anode* collecte une grande partie des électrons accélérés par l'écran,
— *la grille de commande* contrôle le débit des électrons.

10.5 CARACTÉRISTIQUES STATIQUES D'ANODE.

Ce sont les courbes $I_a = f(V_a)$, avec V_{g1} pour paramètre, et une tension d'écran V_{g2} *constante*, à impédance de charge nulle. D'après les expériences précédentes, nous pouvons prévoir que ce réseau aura une allure très différente du réseau de Kellog d'une triode.

Relevé du réseau (fig. 10-4). — Le montage utilisé est représenté à la figure 10-3. Nous gardons V_{g2} constant = 100 V pendant toutes les mesures.

Analyse du réseau.

1. *Dans la région $V_a > V_{g2}$* : les caractéristiques sont approximativement horizontales, ce qui traduit bien la faible influence de V_a sur I_a et I_{g2}.

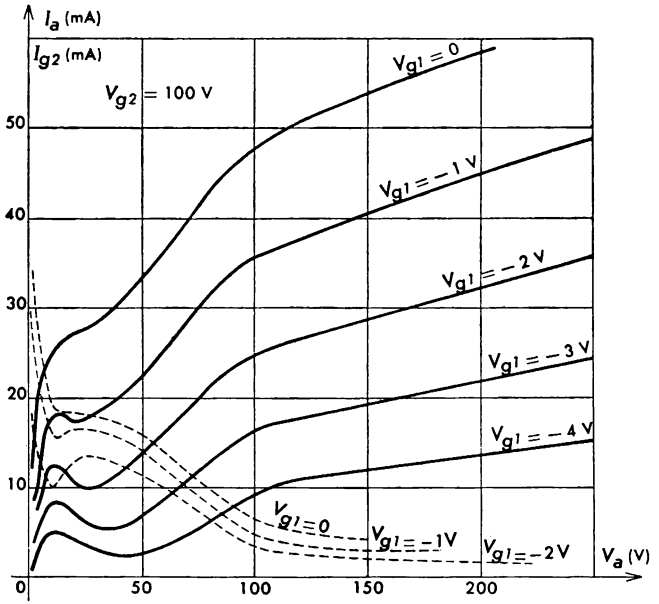


FIG. 10-4

2. *Dans la région $V_a < V_{g2}$* : malgré que l'anode soit à un potentiel inférieur à celui de l'écran, un courant anodique subsiste, car les électrons accélérés par G_2 ont pris assez d'énergie pour vaincre le freinage produit par l'anode dans l'espace $G_2 - A$; *mais nous notons sur les courbes l'existence d'un crochet* : c'est l'effet *dynatron*, qui s'explique par le phénomène d'*émission secondaire* (10.9).

Paramètres (fig. 10-5).

1. *Résistance interne* :

$$\rho = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \quad (V_{g1} \text{ et } V_{g2} \text{ constants}) \; .$$

Comme pour une triode, ρ peut se déterminer graphiquement sur le réseau d'anode : $\rho = \text{tg } \alpha$.

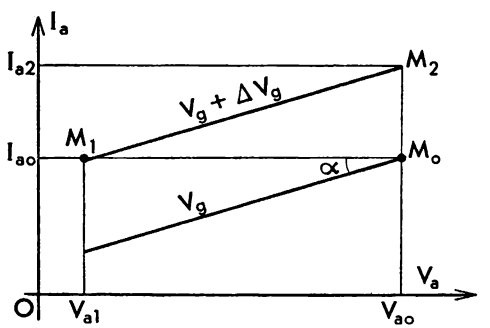


FIG. 10-5

Les caractéristiques étant presque horizontales, la résistance interne est très élevée, de l'ordre de plusieurs dizaines ou plusieurs centaines de kilohms, suivant le type de tube.

2. *Pente* :

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{g1}} \quad (V_a \text{ et } V_{g2} \text{ constants})$$

graphiquement,

$$S = \frac{I_{a2} - I_{a0}}{\Delta V_g}.$$

La pente est du même ordre de grandeur que pour une triode : quelques milliampères par volts.

3. *Facteur d'amplification* :

$$K = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{g1}} \quad (I_a \text{ et } V_{g2} \text{ constants})$$

graphiquement,

$$K = \frac{V_{a0} - V_{a1}}{\Delta V_g}.$$

Comme la relation $K = \rho S$ est toujours applicable, et que la pente est du même ordre de grandeur que chez une triode, mais la résistance interne beaucoup plus élevée, il s'ensuit que ***K* est beaucoup plus grand que pour une triode :** il devient égal à quelques centaines. *C'est un deuxième avantage de la tétrode par rapport à la triode.*

Remarque. — Faisons maintenant varier V_{g2}, et relevons quelques caractéristiques du réseau $I_k = f(V_{g2})$, le paramètre étant V_{g1}, et V_a restant constant (fig. 10-6) : elles ont l'allure de caractéristiques de triode, ce qui confirme bien le fait que la grille écran joue chez la tétrode le même rôle que l'anode chez la triode. Le réseau ainsi obtenu est cependant sans intérêt puisque, dans le fonctionnement normal d'une tétrode, l'écran doit rester à un potentiel fixe.

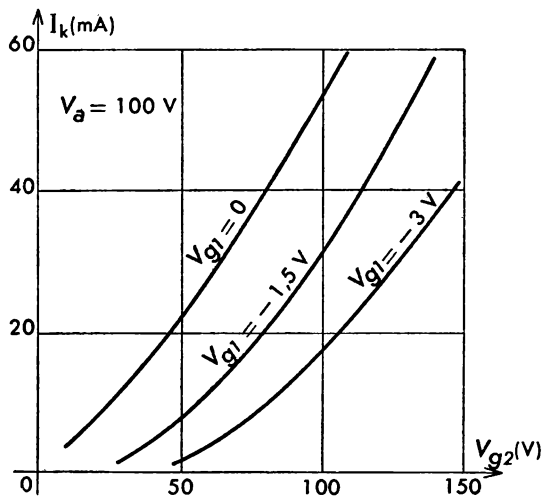


FIG. 10-6

II. ÉMISSION SECONDAIRE. EFFET DYNATRON

Nous savons que pour extraire un électron d'un corps conducteur, isolant ou semi-conducteur, il faut lui fournir une énergie au moins égale au travail de sortie W_s (6.5). Dans le cas d'une émission thermo-électronique, cette énergie est apportée par l'agitation thermique ; mais d'autres procédés peuvent être envisagés, correspondant à d'autres modes d'émission.

10.6 PHÉNOMÈNE D'ÉMISSION SECONDAIRE.

Considérons une cible, bombardée par un faisceau d'électrons, préalablement accélérés par une tension V. Chaque électron arrivant sur la cible possède une énergie cinétique

$$\tfrac{1}{2}\, mv^2 = eV.$$

Au cours du choc, cette énergie est transmise à la cible, où elle est *partiellement* transformée en chaleur ; mais si l'énergie apportée par l'électron est suffisamment grande, *elle peut aussi servir à extraire des électrons de la cible* : c'est l'émission secondaire.

Définition. — **L'émission secondaire est une émission électronique résultant du bombardement d'une surface par des électrons ou des ions.**

Nous distinguerons (fig. 10-7) :

— *les électrons primaires* : électrons du faisceau incident,

— *les électrons secondaires* : électrons arrachés à la cible par le choc des électrons primaires. **Leurs vitesses sont toujours faibles, très inférieures à celles des électrons primaires.**

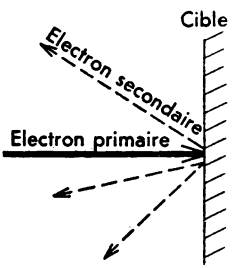


FIG. 10-7

Remarque. — Nous inclurons parmi les électrons secondaires certains électrons primaires qui sont *réfléchis* par la cible ; mais il ne faudrait surtout pas croire que *tous* les électrons secondaires sont des électrons primaires réfléchis.

10.7 TAUX D'ÉMISSION SECONDAIRE D'UNE SURFACE.

Définition. — *Le taux d'émission secondaire d'une surface est le nombre* δ *d'électrons secondaires arrachés à cette surface par le choc d'un électron incident.* Il s'agit en réalité d'une moyenne, faite par rapport à un grand nombre d'électrons incidents.

$$\delta = \frac{n_2}{n_1}, \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} n_2 = \text{nombre d'électrons secondaires} \\ n_1 = \text{nombre d'électrons primaires.} \end{array}$$

δ peut être inférieur, égal ou supérieur à l'unité ; par exemple sur la figure 10-7 $\delta = 3$.

Facteurs agissant sur le taux d'émission secondaire.

1. *La vitesse des électrons primaires,* ou, ce qui revient au même, *la tension d'accélération V.*

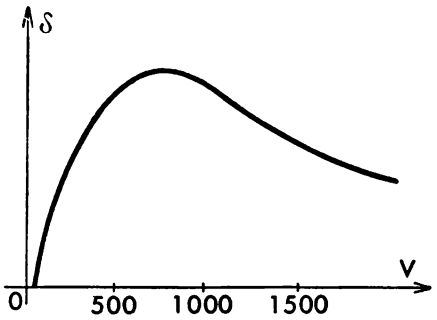


FIG. 10-8

La courbe $\delta = f(V)$ s'appelle *caractéristique d'émission secondaire* (fig. 10-8).

Nous notons :

— *l'existence d'un seuil* : environ 15 V pour les métaux, dû à ce que l'énergie cinétique doit être supérieure au travail de sortie pour qu'il y ait émission secondaire.

— *l'existence d'un maximum* : qui se produit pour des tensions d'accélération égales à quelques centaines de volts dans le cas des métaux. La décroissance de δ aux fortes tensions s'explique par le fait que les électrons primaires, alors doués d'une très grande énergie, pénètrent trop profondément dans la cible pour pouvoir donner naissance à une émission secondaire. *L'émission secondaire est essentiellement un phénomène de surface.*

Pour mieux comprendre le phénomène, nous pouvons utiliser l'image suivante : une lance d'arrosage envoie suivant la verticale descendante un jet d'eau qui tombe avec une certaine vitesse sur la surface d'une nappe horizontale d'eau au repos ; sous l'influence de ce jet primaire, il se produit au point d'impact un jaillissement de particules secondaires d'eau ; mais si le jet primaire arrive avec trop d'énergie, il pénètre profondément au sein de la nappe sans donner naissance à un jaillissement secondaire.

2. *L'incidence du faisceau primaire.*

3. *La nature de la cible.* — Pour les métaux purs, δ_{max} est voisin de l'unité :

— tungstène : $\delta_{max} = 1{,}43$, pour $V = 700$ V

— nickel : $\delta_{max} = 1{,}27$, pour $V = 500$ V.

Certaines substances donnent des taux bien plus élevés : $\delta_{max} = 9$ pour une cible constituée par un dépôt de césium sur oxyde d'argent ; $\delta_{max} = 10$ pour certains alliages.

4. *L'état de la surface.* — δ est plus élevé pour une surface lisse que pour une surface rugueuse.

10.8 MANIFESTATIONS DE L'ÉMISSION SECONDAIRE.

L'émission secondaire est un phénomène général. Elle a lieu quelle que soit la nature de la cible ; seuls changent la valeur du travail de sortie et le taux d'émission. Envisageons notamment les cas suivants :

1. Diode. — L'émission secondaire prend naissance dès que la tension anodique

dépasse une quinzaine de volts, mais elle ne se manifeste pas de façon visible, car les électrons secondaires, émis avec une faible vitesse, retournent à l'anode positive.

2. Triode. — L'émission secondaire reste invisible pour la même raison, sauf si la grille devient suffisamment positive pour capter les électrons secondaires émis par l'anode ; mais ceci ne correspond pas au mode de fonctionnement normal du tube.

3. Tétrode (voir 10.9).

4. Tube cathodique. — L'écran fluorescent soumis au bombardement du pinceau électronique est le siège d'une émission secondaire, qui est captée par l'enduit de graphite déposé sur les parois internes du tube (13.5). Chez de nombreux tubes cathodiques, *cette émission secondaire est la seule voie permettant une évacuation des charges qui s'accumulent sur l'écran.*

5. Tubes à dynodes. — Certains tubes électroniques possèdent des électrodes spéciales appelées *dynodes*, qui ont pour fonction de fournir une émission secondaire. Celle-ci est utilisée soit pour augmenter la pente du tube, soit pour amplifier un courant électronique (ex. : *photomultiplicateurs*).

10.9 EFFET DYNATRON DE LA TÉTRODE.

Nous pouvons maintenant expliquer l'existence d'un crochet sur les caractéristiques d'anode, pour $V_a < V_{g2}$ (10.5).

— *Lorsque la tension anodique est très petite* : les électrons arrivant sur l'anode ne sont pas assez accélérés pour donner naissance à une émission secondaire, et *le courant anodique est fonction croissante de* V_a car le nombre d'électrons captés par l'anode augmente au détriment de ceux captés par l'écran. La somme $I_a + I_{g2}$ reste à peu près constante, le courant total puisé dans la charge d'espace ne dépendant que de la tension d'écran.

— *Lorsque la tension anodique dépasse une dizaine de volts* : l'émission secondaire se produit, et *les électrons secondaires sont captés par l'écran* puisque le potentiel de cette électrode est supérieur à celui de l'anode ; il s'ensuit une *décroissance de* I_a, et un accroissement simultané de I_{g2}, la somme $I_a + I_{g2}$ restant toujours constante.

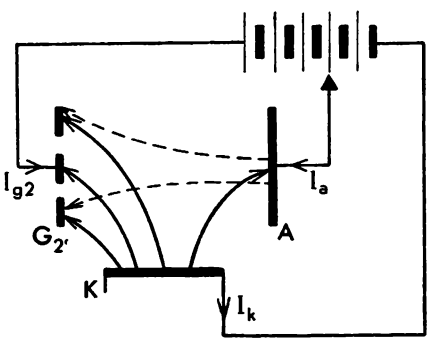


FIG. 10-9

Il est même possible d'observer un *changement de sens* du courant anodique ($I_a < 0$) si le taux d'émission secondaire est supérieur à l'unité. Raisonnons sur un exemple (fig. 10-9 et 10-10) : supposons que l'écran et l'anode reçoivent respectivement des flux électroniques primaires de 1 mA et 3 mA, et que $\delta = 2$. Dans ces conditions, les courants résultants seront :

$$I_{g2} = 3 + 2 = 5 \text{ mA}$$
$$I_a = 1 - 2 = -1 \text{ mA}.$$

— *Lorsque la tension anodique continue de croître* : un nombre de plus en plus grand d'électrons secondaires retournent sur l'anode, et I_a *redevient fonction croissante de* V_a; enfin pour $V_a > V_{g2}$, le courant anodique devient à peu près indépendant de la tension anodique.

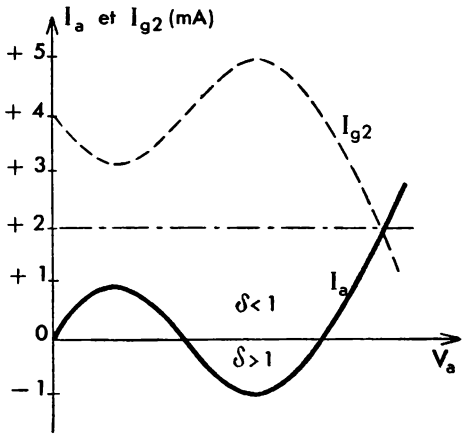


FIG. 10-10

Inconvénient du crochet. — Au cours d'un fonctionnement en régime sinusoïdal, les variations de la tension d'entrée V_g amèneront le point de fonctionnement tantôt sur les parties horizontales des caractéristiques d'anode, tantôt dans la région du crochet : **dans ces conditions, les variations du courant anodique et de la tension anodique ne reproduisent pas fidèlement les variations de la tension d'entrée.** Le signal de sortie n'est pas sinusoïdal : il y a *distorsion. C'est la raison pour laquelle les tétrodes ordinaires ne sont plus utilisées* : elles sont remplacées par les tétrodes à faisceaux dirigés (10.10) ou par les pentodes (chap. 11).

Résistance interne négative. — Dans la partie *descendante* du crochet, à un accroissement *positif* ΔV_a de la tension anodique correspond un accroissement *négatif* ΔI_a du courant anodique. La résistance interne $\rho = \Delta V_a/\Delta I_a$ est donc *négative* : **ce phénomène porte le nom d'effet dynatron.**

Plus généralement, *il y a effet dynatron chaque fois qu'une caractéristique d'électrode présente une partie à pente négative, ce qui entraîne un effet équivalent à une résistance négative.* Nous verrons ultérieurement que l'effet dynatron peut être utilisé pour entretenir des oscillations.

10.10 TÉTRODE A FAISCEAUX DIRIGÉS (fig.10-11).

Pour supprimer le crochet des caractéristiques, il faut renvoyer les électrons secondaires émis par l'anode vers celle-ci, avant qu'ils ne soient captés par l'écran.

Ce résultat est obtenu en intercalant entre l'anode et l'écran une grille portée à un potentiel plus bas que celui de ces deux électrodes :

— grille réelle dans le cas du tube pentode (chap. 11),

— grille *fictive* dans le cas de la tétrode à faisceaux dirigés.

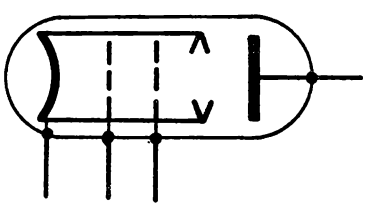


FIG. 10-11

Constitution. — Elle vise à obtenir une *double* concentration des électrons.

— Chaque spire de la grille écran est disposée en regard d'une spire correspondante

de la grille de commande (fig. 10-12), d'où une première concentration des électrons en faisceaux plats. Simultanément, cette disposition présente l'avantage de réduire le courant d'écran.

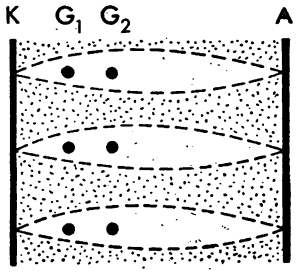


FIG. 10-12

— La section de la cathode émissive, au lieu d'être circulaire, est aplatie ; l'émission est ainsi concentrée dans les directions normales aux faces aplaties. Des *plaques de déflection*, au même potentiel que la cathode, accentuent cette deuxième concentration du flux électronique (fig. 10-13).

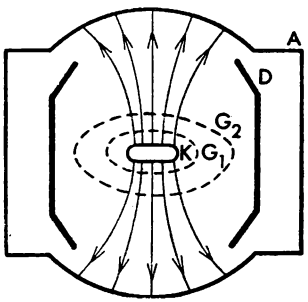


FIG. 10-13

— La distance anode-écran est augmentée, afin de dépasser une certaine *distance critique*.

Charge d'espace. — Dans les conditions ainsi réalisées, les électrons circulent en nappes *denses* entre les spires des grilles, et créent entre l'anode et l'écran une charge d'espace *importante* (fig. 10-12) ; cette charge, négative, est suffisante pour refouler les électrons secondaires vers l'anode.

Caractéristiques. — La figure 10-14 nous en fournit un exemple dans le cas de la tétrode 6 AQ 5. Nous observons que le crochet a disparu.

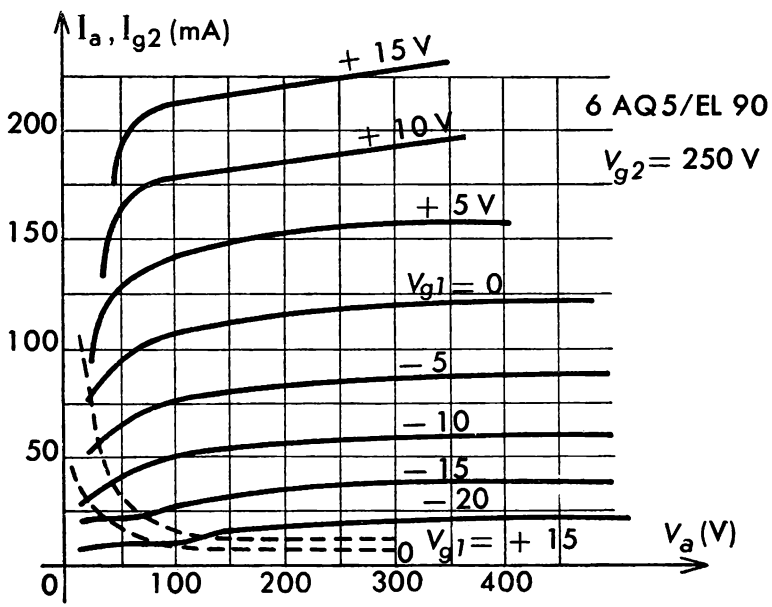


FIG. 10-14

Les tétrodes à faisceaux dirigés sont surtout utilisées en amplification de puissance.

Données techniques sur la 6 AQ 5 :

$C_{g_1a} = 0{,}17$ pF $\quad P_{amax} = 12$ W $\quad P_{g_2max} = 2$ W.

Conditions normales d'utilisation :

$V_a = 250$ V $\quad V_{g2} = 250$ V $\quad V_{g1} = -12{,}5$ V $\quad I_a = 45$ mA

$\rho = 52$ kΩ $\quad S = 4{,}1$ mA/V.

Impédance de charge : 5 kΩ.

EXERCICES

10.1 En se servant des caractéristiques $I_a(V_a)$ et $I_{g2}(V_a)$ de la tétrode dérivée du tube EL 84, tracer la caractéristique $I_k(V_a)$ pour $V_{g1} = -1$V et $V_{g2} = 100$ V. Conclure.

10.2 A l'aide du réseau d'anode de la tétrode dérivée du tube EL 84, déterminer la résistance interne au point M ($V_{g1} = -1$V, $V_{g2} = 100$ V, $V_a = 100$ V). Evaluer la pente au même point. En déduire K.

10.3 Exposer les avantages et les inconvénients de la tétrode par rapport à la triode.

10.4 Un tube tétrode est monté suivant le schéma de la figure 10-15 ;

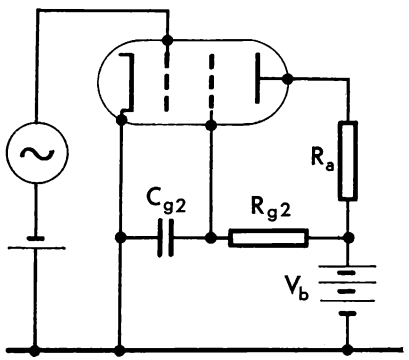


FIG. 10-15

a) Expliquer les rôles des éléments R_{g2} et C_{g2}.

b) On donne $S = 1{,}2$ mA/V et $\rho = 500$ kΩ. Sachant que si l'on attaque la grille G_1 par une tension sinusoïdale d'amplitude 0,2 V on recueille aux bornes de R_a une tension sinusoïdale d'amplitude 20 V, calculer R_a.

c) $V_b = 300$ V, $V_{g2} = 100$ V, $R_{g2} = 200$ kΩ, courant cathodique de repos $I_k = 1{,}5$ mA : calculer la tension anodique de repos. D'après la position du point de repos, pensez-vous que le signal de sortie présente beaucoup de distorsion ?

10.5 En se servant du réseau $I_a(V_a)$ de la tétrode dérivée du tube EL 84, évaluer le taux d'émission secondaire pour $V_{g2} = 100$ V, $V_a = 20$ V, $V_{g1} = -2$ V.

10.6 A l'aide du réseau $I_a(V_a)$ de la tétrode dérivée du tube EL 84, tracer les caractéristiques dynamiques $I_a(V_{g1})$ pour $V_{g2} = 100$ V et $V_b = 200$ V dans les trois cas suivants : $R_a = 2$ kΩ ; $R_a = 5$ kΩ ; $R_a = 10$ kΩ. En déduire la forme d'onde de la composante variable du courant anodique, quand on applique un signal sinusoïdal d'amplitude 2 V sur la grille G_1 polarisée à -2 V. Conclure.

10.7 Reprendre l'exercice précédent pour une tétrode à faisceaux dirigés 6 AQ 5 fonctionnant dans les conditions suivantes :

$V_b = 400$ V ; $V_{g2} = 250$ V ; $V_{g1} = -5$ V ; amplitude du signal sinusoïdal d'entrée = 5 V ;
dans les deux cas suivants : $R_a = 2\ \text{k}\Omega$; $R_a = 5\ \text{k}\Omega$. Conclure.

10.8 Soit I_k le courant total émis par la cathode d'une tétrode. L'écran capte une fraction α du flux primaire électronique ; le taux d'émission secondaire de l'anode est δ. Exprimer le courant anodique I_a et le courant d'écran I_{g2} en fonction de I_k, α, δ.

10.9 On porte le potentiel de grille d'une triode à + 50 V, et l'on fait croître progressivement la tension anodique à partir de zéro. Prévoir l'allure des caractéristiques $I_a(V_a)$ et $I_g(V_a)$. Sur quel paramètre peut-on agir pour que le courant de la grille ainsi polarisée positivement n'atteigne pas des intensités excessives ?

10.10 La partie à résistance interne négative de la caractéristique d'anode d'une tétrode passe par les points suivants : ($V_a = 20$ V, $I_a = 12{,}5$ mA), ($V_a = 30$ V, $I_a = 7$ mA), ($V_a = 40$ V, $I_a = 5$ mA), auxquels correspondent respectivement des intensités de grille écran égales à 26,5 mA ; 31,5 mA ; 33 mA. Sachant que le taux d'émission secondaire reste constant égal à 0,75, tracer les caractéristiques $I_a(V_a)$ et $I_{g2}(V_a)$ que l'on observerait si l'émission secondaire était intégralement renvoyée sur l'anode.

CHAPITRE 11

PENTODE

La tétrode à faisceaux dirigés permet de supprimer l'effet dynatron tout en conservant les avantages de la tétrode. Ce résultat peut encore être obtenu en intercalant une grille supplémentaire : la grille d'arrêt, ou suppresseuse, entre l'écran et l'anode. On est alors en présence d'un tube à cinq électrodes : le tube pentode.

Pentode = Tétrode + grille d'arrêt .

11.1 CONSTITUTION.

Les figures 11-1 *a* et 11-1 *b* sont les photographies d'un tube pentode EL 84 ; l'enveloppe de verre a été brisée et l'anode ouverte, afin de laisser voir la structure interne.

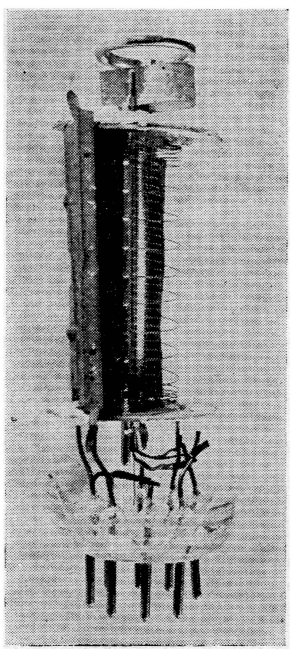


FIG. 11-1 a

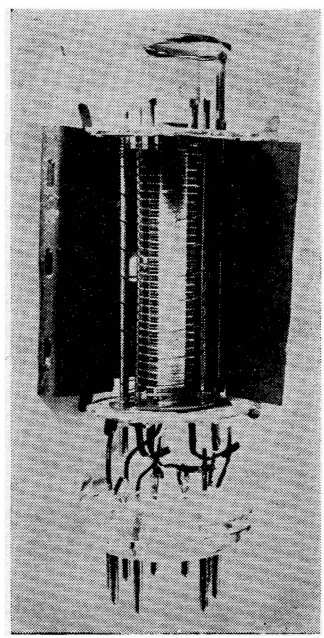


FIG. 11-1 b

On trouve, en allant du centre vers la périphérie, les électrodes suivantes, toutes coaxiales :

— *la cathode K*, à chauffage indirect ;
— *la grille de commande* G_1 ;
— *la grille écran* G_2 ;
— *la grille d'arrêt* G_3 ;
— *l'anode A*.

On notera la présence d'ailettes de refroidissement sur l'anode, car il s'agit d'un tube de puissance, et celle d'un support de *getter* (le getter est une substance introduite dans le tube et qui a la propriété d'absorber les gaz résiduels, améliorant ainsi la qualité du vide).

Comparez aussi les diamètres de fil et les pas des trois grilles.

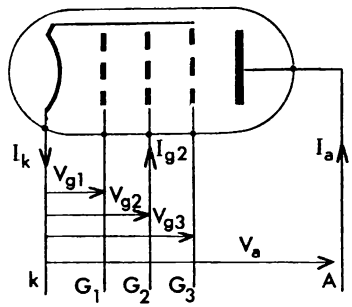


FIG. 11-2

La figure 11-2 donne la représentation schématique d'une pentode ; sur cette figure sont aussi portés les courants et les tensions à considérer.

$$I_k = I_a + I_{g2} .$$

11.2 LA GRILLE D'ARRÊT.

Rôle. — Interposée entre l'écran et l'anode, elle a pour but de *renvoyer vers l'anode les électrons secondaires* émis par celle-ci, afin que la grille écran ne puisse pas les collecter.

Potentiel. — Pour que la grille d'arrêt ait une action répulsive sur les électrons émis par l'anode, il faut que le champ électrique dans l'espace $A - G_3$ soit dirigé vers G_3. Ce résultat est obtenu en portant G_3 à un potentiel plus bas que celui de l'anode ; **dans la pratique, G_3 est portée au même potentiel que la cathode :**

$$V_{g3} = 0$$

— soit par une connexion intérieure (ex. : EL 84) ;
— soit par une liaison extérieure (ex. : EF 86) ;

dans ce dernier cas, l'utilisateur conserve la liberté du choix du potentiel de G_3.

Pas de l'hélice. — Il ne faut pas que la grille d'arrêt, ainsi portée au potentiel de la cathode, puisse freiner exagérément, voire arrêter, le flux des électrons primaires : c'est pourquoi elle est constituée par une *hélice à pas très lâche*. D'autre part, il faut tenir compte du fait que les électrons primaires sont fortement accélérés par l'écran, et possèdent donc une énergie cinétique suffisante pour vaincre les forces de freinage qu'ils rencontrent entre G_2 et G_3 (il n'en est pas de même pour les électrons secondaires dans l'espace $A - G_3$, parce que ceux-ci sont émis avec de faibles vitesses).

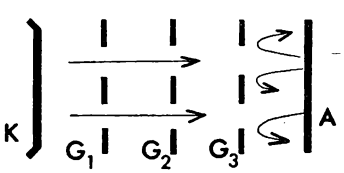


FIG. 11-3

En résumé : la grille d'arrêt renvoie les électrons secondaires sur l'anode, mais ne s'oppose pas au passage des électrons primaires issus de la cathode et accélérés par l'écran (fig. 11-3).

Suppression de l'effet dynatron.

Expérience. — Réalisons le montage représenté à la figure 11-4, en employant une pentode EL 84. Faisons $V_{g1} = -2$ V, $V_{g2} = 100$ V, faisons croître V_a à partir de zéro et relevons la caractéristique $I_a(V_a)$.

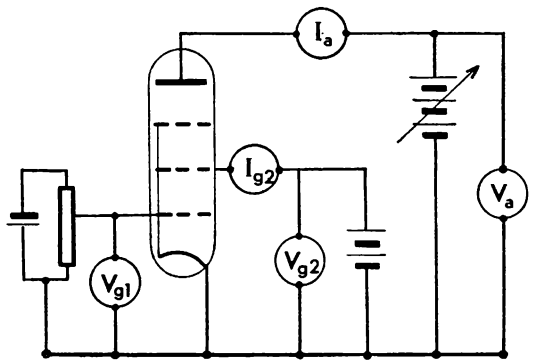


FIG. 11-4

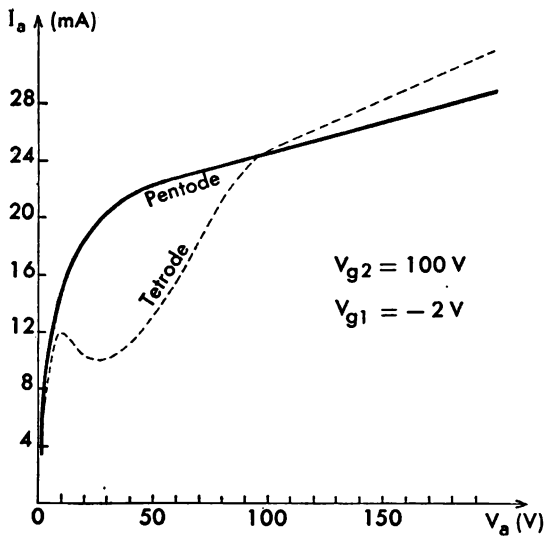


FIG. 11-5

Si nous comparons (fig. 11-5) avec la caractéristique que nous avions relevée précédemment pour une tétrode ne différant de la pentode EL 84 que par la suppression de G_3, nous vérifions que :

La présence de la grille d'arrêt fait disparaître l'effet dynatron.

Nous constatons aussi que la caractéristique de la pentode se rapproche davantage de l'horizontale, ce qui correspond à une *résistance interne plus élevée que celle de la tétrode.*

11.3 RÔLES DES DIFFÉRENTES ÉLECTRODES.

Le tableau suivant permet de récapituler les rôles des différentes électrodes, leurs potentiels et leurs courants dans des conditions normales d'utilisation.

Electrode	Potentiel	Courant	Fonction
Cathode	Origine des potentiels	$I_k = I_a + I_{g2}$	Emet les électrons
Grille de commande	$V_{g1} < 0$	$I_{g1} = 0$	Contrôle le flux électronique
Grille écran	$V_{g2} > 0$ **fixe**	$I_{g2} \approx I_a/10$	— Ecran électrostatique : réduit C_{ga} — Puise les électrons dans la charge d'espace et les accélère.
Grille d'arrêt	$V_{g3} = 0$	$I_{g3} = 0$	Renvoie l'émission secondaire vers l'anode : supprime l'effet dynatron.
Anode	$V_a > 0$	I_a, dépend peu de V_a, dépend surtout de V_{g1} et de V_{g2}.	Collecte la majeure partie des électrons accélérés par G_2.

Remarque. — La grille G_3 étant maintenue à un potentiel fixe joue aussi un rôle d'écran électrostatique, qui ajoute ses effets à ceux de G_2 : la capacité C_{ga} est encore plus faible que pour une tétrode.

Voici, à titre d'exemples, les caractéristiques électriques données par les fabricants pour deux tubes pentodes fréquemment utilisés, et leurs conditions normales d'utilisation :

EL 84 : $V_a = 250$ V ; $V_{g2} = 250$ V ; $V_{g1} = -7{,}5$ V.
$I_a = 50$ mA ; $I_{g2} = 5{,}5$ mA.
$C_{ga} < 0{,}5$ pF.
$P_{a\,max} = 12$ W ; $P_{g2\,max} = 2$ W.

EF 86 : $V_a = 250$ V ; $V_{g2} = 140$ V ; $V_{g1} = -2$ V.
$I_a = 3$ mA ; $I_{g2} = 0{,}6$ mA.
$C_{ga} < 0{,}05$ pF.
$P_{a\,max} = 1$ W ; $P_{g2\,max} = 0{,}2$ W.

11.4 CARACTÉRISTIQUES STATIQUES D'ANODE.

Ce sont les courbes $I_a(V_a)$, paramètre V_{g1}, V_{g2} étant maintenu *fixe*.

Relevé expérimental. — Nous utilisons le montage de la figure 11-4. Nous avons opéré avec deux types différents, pour lesquels nous avons obtenu les réseaux suivants :

— figure 11-6 : pentode amplificatrice de tension **EF 86.**

— figure 11-7 : pentode amplificatrice de puissance **EL 84.**

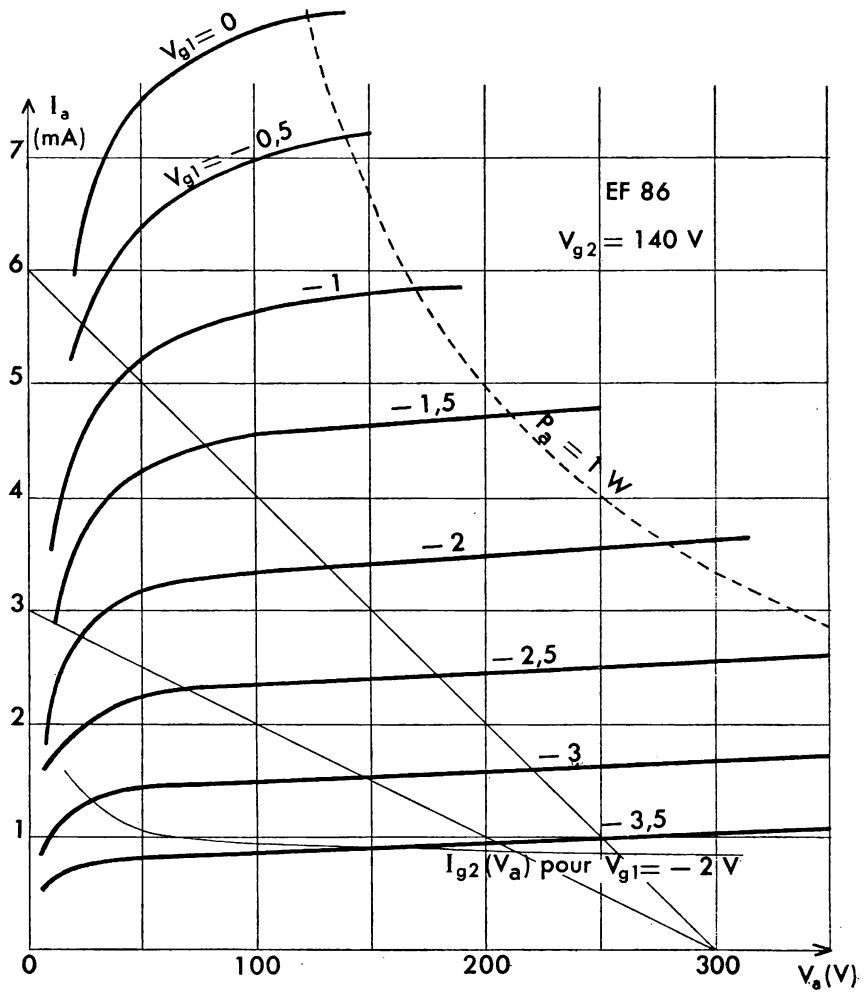


FIG. 11-6

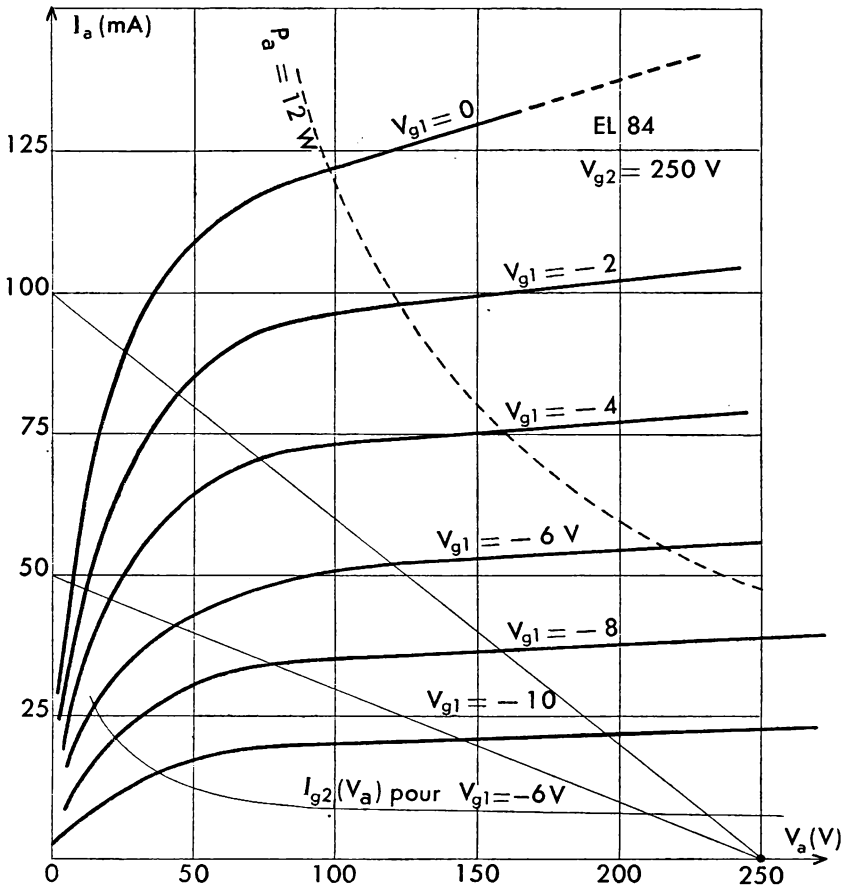


FIG. 11-7

Analyse des réseaux.

— *Les caractéristiques sont approximativement horizontales,* surtout pour le type EF 86 :

I_a ne dépend pratiquement pas de V_a.

C'est une propriété fondamentale des pentodes.

Remarque. — Cette propriété est parfois utilisée pour obtenir un courant constant dans un circuit, quelles que soient les variations de la F. E. M. en série dans ce circuit (ex. : charge d'un condensateur à courant constant).

— *Les caractéristiques sont approximativement parallèles et équidistantes* pour des valeurs régulièrement échelonnées du paramètre V_{g1}. Le défaut de parallélisme et d'équidistance est cependant plus important que chez les triodes : *les pentodes introduisent plus de distorsion que les triodes.*

— *Le potentiel d'anode V_a peut descendre à des valeurs nettement inférieures à celle*

du potentiel d'écran V_{g2} avant que les caractéristiques ne deviennent très courbes. Nous verrons ultérieurement que cette propriété permet d'obtenir une *bonne amplification en puissance.*

Comparaison avec la triode (fig. 11-8).

— *Triode* : les caractéristiques se déduisent les unes des autres par une translation parallèle à l'axe des tensions.

— *Pentode* : les caractéristiques se déduisent les unes des autres par une translation parallèle à l'axe des courants.

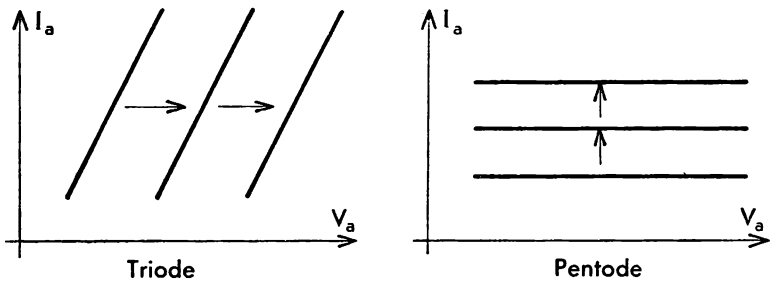


FIG. 11-8

Hyperboles de dissipations maximales. — Comme pour la triode (8.2), la région de fonctionnement dangereux du tube est limitée dans le plan I_a, V_a par l'hyperbole équilatère d'équation :

$$I_a V_a = P_{a\ \max}.$$

Il faut aussi tenir compte de la dissipation maximale sur l'écran :

$$I_{g2} V_{g2} = P_{g2\ \max},$$

surtout aux faibles valeurs de tension anodique, pour lesquelles le flux électronique est presque entièrement capté par l'écran.

11.5 CARACTÉRISTIQUES STATIQUES DE TRANSFERT GRILLE-PLAQUE.

Ce sont les courbes $I_a(V_{g1})$, paramètre V_a, V_{g2} étant maintenu *fixe.*

Ces courbes peuvent se relever expérimentalement ; elles peuvent aussi se déduire du réseau des caractéristiques d'anode, de la même manière que pour la triode (8.4).

Exercice. — A partir des réseaux d'anode donnés précédemment, établir les caractéristiques statiques $I_a(V_{g1})$ correspondant aux conditions suivantes :

— EL 84 : $V_{g2} = 250$ V ; $V_a = 250$ V
— EF 86 : $V_{g2} = 140$ V ; $V_a = 250$ V.

Allures des caractéristiques. — Elles sont représentées sur les figures 11-9 et 11-10, ainsi qu'une caractéristique $I_{g2}(V_{g1})$. Nous constatons qu'elles possèdent la *même allure générale que les caractéristiques de grille d'une triode.* Comme pour les triodes, nous notons l'existence d'une *tension grille de blocage* (— 16,5 V pour l'EL 84 et — 6 V pour l'EF 86).

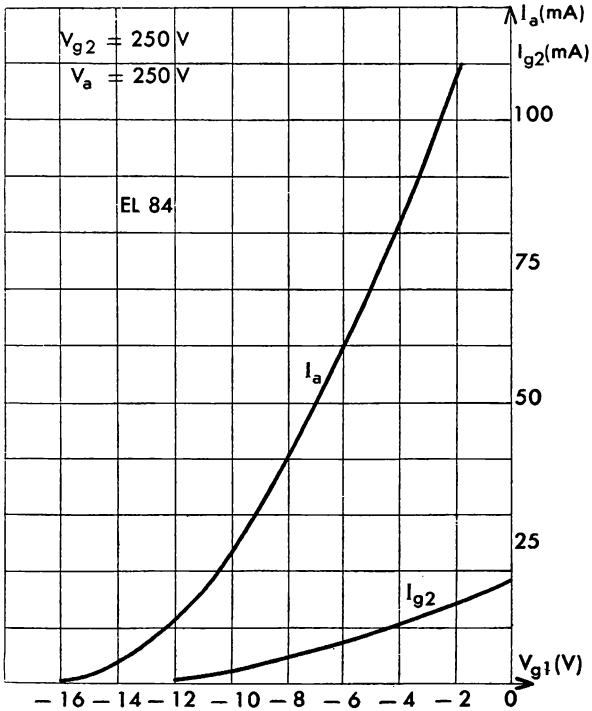


FIG. 11-9

Influence du paramètre V_a. — Bien que théoriquement V_a soit paramètre, en fait nous savons que la tension anodique n'a que peu d'influence sur le courant anodique, surtout dans le cas du type EF 86 :

Les caractéristiques de grille correspondant à des tensions anodiques différentes sont pratiquement confondues.

Le réseau se réduit à une caractéristique unique : c'est là une différence fondamentale avec la triode.

Influence de la tension d'écran.

Expérience. — Avec une pentode EF 86, employons à nouveau le montage représenté à la figure 11-4. *Fixons* V_a *à* 250 V, et relevons rapidement les caractéristiques $I_a(V_{g1})$ pour $V_{g2} = 100$ V et $V_{g2} = 180$ V. Nous obtenons les courbes portées en traits interrompus sur la figure 11-10.

Nous observons que l'action de V_{g2} sur les caractéristiques de grille d'une pentode est analogue à l'action qu'avait V_a sur les caractéristiques de grille d'une triode ; ce

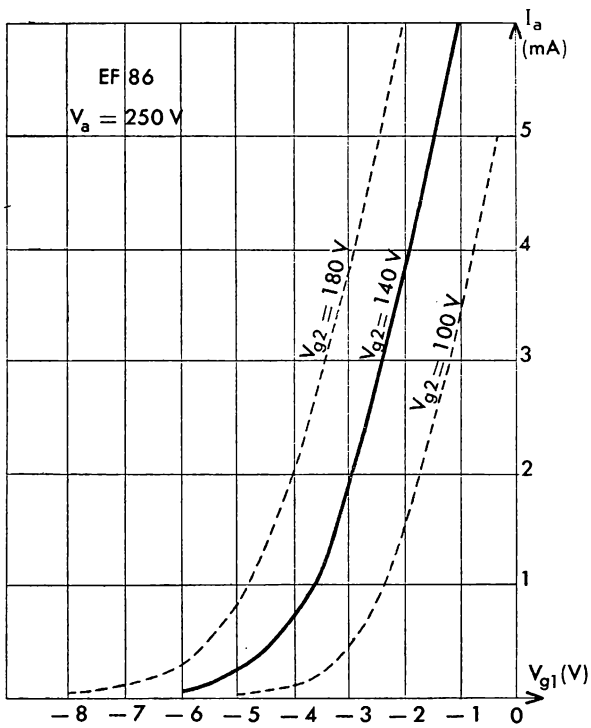


FIG. 11-10

résultat est dû au fait que dans une triode, c'est l'anode qui puise les électrons dans la charge d'espace et qui les accélère, mais que dans une pentode ces rôles sont joués par l'écran.

Nous notons un allongement de la partie rectiligne de caractéristique lorsque V_{g2} croît : *on a intérêt à employer une pentode avec la tension d'écran la plus élevée que sa construction autorise.*

11.6 LES PARAMÈTRES FONDAMENTAUX.

Leurs définitions, leurs unités, leurs déterminations sur les réseaux, sont analogues à celles déjà vues à propos de la triode (chap. 8) et de la tétrode (10.5).

La relation $K = \rho S$ subsiste toujours.

Ordres de grandeurs. — Dans les conditions normales d'utilisation, les fabricants donnent les valeurs suivantes :

1. *Résistance interne.*

EF 86 : $\rho = 2\ \text{M}\Omega$
EL 84 : $\rho = 40\ \text{k}\Omega$.

La résistance interne d'une pentode est considérablement plus élevée que celle d'une triode ; ceci traduit la quasi-horizontalité des caractéristiques d'anode, surtout dans le cas des tubes du type EF 86.

2. *Pente.*

EF 86 : $S = 1{,}85\ \text{mA/V}$
EL 84 : $S = 11{,}3\ \text{mA/V}$.

Les pentes sont du même ordre de grandeur que pour les triodes.

3. *Facteur d'amplification.*

EF 86 : $K = 2 \times 10^6 \times 1{,}85 \times 10^{-3} = 3\,700$
EL 84 : $K = 40 \times 10^3 \times 11{,}3 \times 10^{-3} = 452$.

Les facteurs d'amplification sont considérablement plus grands que pour les triodes.

Triode K-G_1-G_2. — Ces trois électrodes forment une triode, dans laquelle la grille écran joue le rôle d'anode. En considérant cette triode, on peut définir :

— un facteur d'amplification : $K_{g_1g_2} = \left| \dfrac{\Delta V_{g2}}{\Delta V_{g1}} \right|$ à I_a constant.

— une résistance interne : $\rho_{g_1g_2} = \dfrac{\Delta V_{g2}}{\Delta I_{g2}}$ à V_{g1} constant.

Ces paramètres sont intéressants à connaître pour certaines applications de la pentode, où l'on ne maintient pas l'écran à un potentiel fixe.

11.7 ÉQUATION DES PETITS ACCROISSEMENTS.

Par une démonstration analogue à celle vue à propos de la triode (8.8), nous pouvons établir la relation :

$$\rho\, \Delta I_a = \Delta V_a + K\, \Delta V_{g1}\,,$$

ou encore

$$\Delta I_a = \frac{\Delta V_a}{\rho} + S\, \Delta V_{g1}\,.$$

Et comme la résistance interne est généralement très élevée :

$$\boxed{\Delta I_a \approx S\, \Delta V_{g1}}\,.$$

Réseau idéalisé. — Si l'on admet que les caractéristiques d'anode sont horizontales et équidistantes, leur équation générale devient :

$$I_a = S V_{g1} + I_0.$$

(I_0 = terme correctif).

11.8 FONCTIONNEMENT EN CHARGE EN RÉGIME CONTINU.

Comme la triode, la pentode est souvent utilisée avec une résistance de charge insérée dans son circuit d'anode.

Le montage à réaliser est représenté à la figure 11-11.

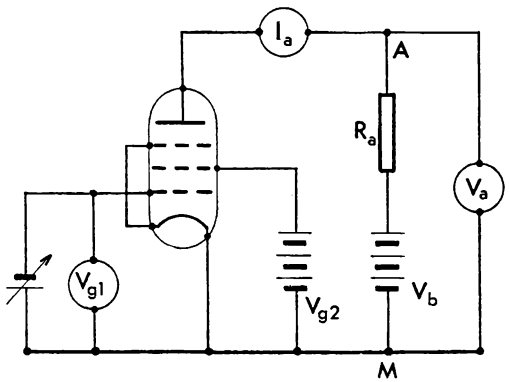


FIG. 11-11

La tension d'écran V_{g2} et la haute tension V_b sont maintenues *fixes* ; lorsque la tension V_{g1} de grille de commande varie, le point de fonctionnement se déplace sur des *caractéristiques en charge.*

Dans le plan I_a, V_a : droite de charge. — La loi d'Ohm appliquée entre les points A et M donne :

$$\boxed{V_a = V_b - R_a I_a} \quad .$$

Nous en déduisons que, lorsque V_{g1} varie, le point représentatif de l'état de fonctionnement du tube se déplace sur une droite d'équation :

$$I_a = -\frac{1}{R_a} V_a + \frac{V_b}{R_a}.$$

De telles droites ont été tracées sur la figure 11-6 pour $R_a = 50$ kΩ et $R_a = 100$ kΩ ($V_b = 300$ V) ; sur la figure 11-7 pour $R_a = 2{,}5$ kΩ et $R_a = 5$ kΩ ($V_b = 250$ V).

Dans le plan I_a, V_g : caractéristique de grille en charge. — Cette caractéristique peut se relever expérimentalement ; on peut aussi la déduire du réseau d'anode, en considérant les intersections des caractéristiques statiques de ce réseau avec la droite de charge, comme nous l'avions déjà fait pour la triode (9.3).

Exercice : à partir des réseaux anodiques, établir les caractéristiques $I_a(V_g)$ en charge pour les tubes :

— EL 84 : $V_{g2} = 250$ V, $V_b = 250$ V, $R_a = 2{,}5$ kΩ et $R_a = 5$ kΩ
— EF 86 : $V_{g2} = 140$ V, $V_b = 300$ V, $R_a = 50$ kΩ et $R_a = 100$ kΩ.

Ces caractéristiques sont représentées sur les figures 11-12 et 11-13, ainsi que les caractéristiques statiques (en traits interrompus).

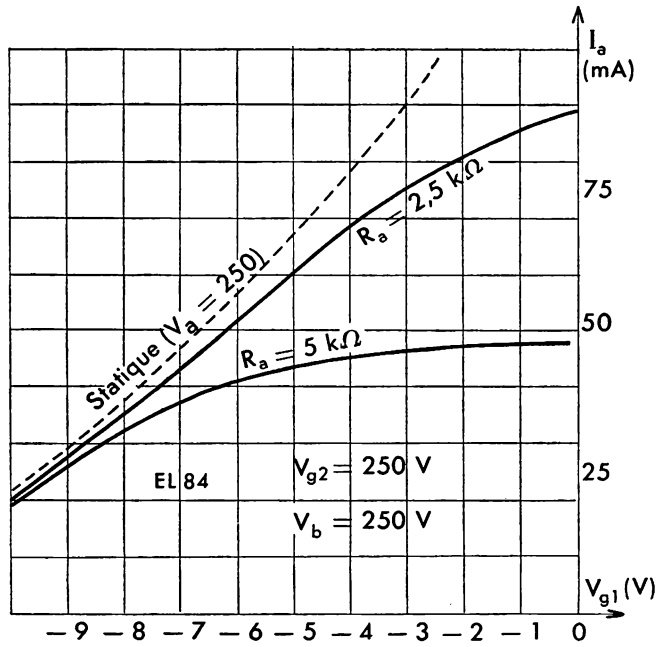


FIG. 11-12

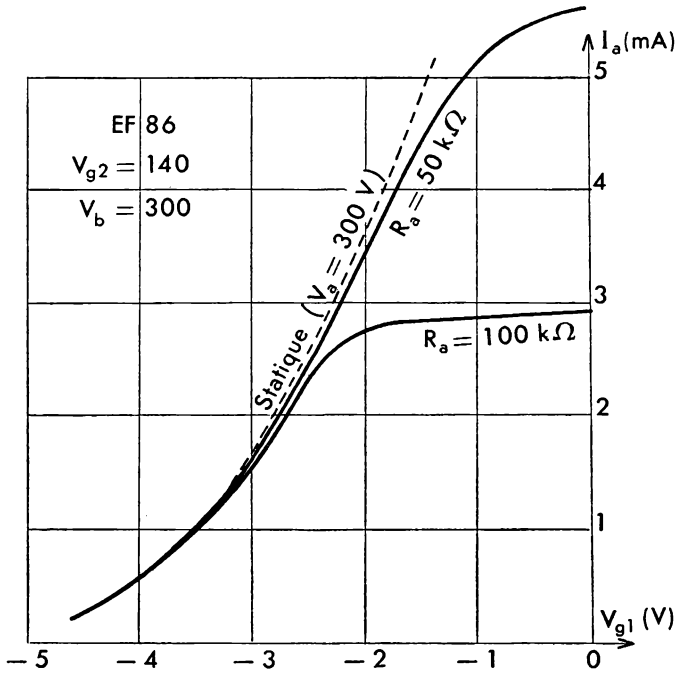


FIG. 11-13

1. *Comparons avec l'allure des caractéristiques en charge d'une triode* (fig. 9-3). Celle-ci était assez parabolique ; pour la pentode la caractéristique présente une *forme en S*, qui s'écarte davantage de la forme rectiligne idéale : *les signaux sont plus déformés par une pentode que par une triode.*

2. *Comparons entre elles les caractéristiques obtenues pour différentes valeurs de* R_a, *et comparons les aussi avec les caractéristiques statiques* : nous voyons qu'elles sont approximativement confondues tant que le courant anodique n'atteint pas des intensités trop élevées, surtout pour les tubes du type EF 86.

Pour une pentode, il existe un large domaine où les caractéristiques de grille en charge sont pratiquement confondues entre elles et confondues avec la caractéristique statique.

Cette propriété est due au fait que les caractéristiques statiques d'anode $I_a(V_a)$ étant presque horizontales, l'intensité anodique reste la même, pour une polarisation V_{g1} donnée, quel que soit l'angle sous lequel la droite de charge coupe la caractéristique statique (fig. 11-14).

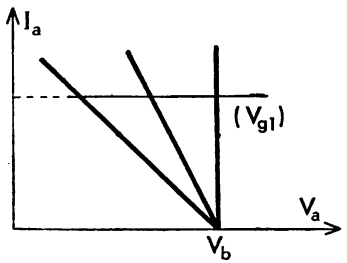


FIG. 11-14

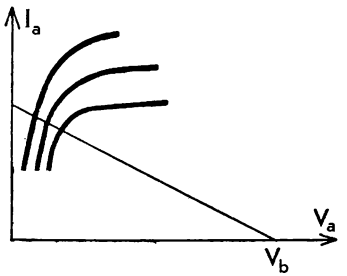


FIG. 11-15

3. *Aux faibles polarisations de grille, le courant anodique tend vers une sorte de saturation* ; en effet la droite de charge coupe alors les caractéristiques statiques d'anode dans leurs parties plongeantes, en des points très voisins les uns des autres quelle que soit la polarisation (fig. 11-15).

11.9 PENTE DYNAMIQUE

Définition. — $S' = \dfrac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$ sur la caractéristique en charge.

Calcul. — Comme pour une triode (9.4) : $S' = \dfrac{S}{1 + R_a/\rho}$;

mais pour la pentode, on a le plus souvent $\rho \gg R_a$, d'où :

$$\boxed{S' \approx S},$$

ce qui traduit le fait que les caractéristiques statique et en charge sont confondues.

Application numérique.

EF 86 — Au point $V_g = -2{,}5$ V, $V_a = 180$ V, nous avons $\rho = 1$ MΩ et $S = 1{,}9$ mA/V. Ce qui nous donne, pour $R_a = 50$ kΩ :

$$S' = \frac{1{,}9}{1 + \frac{50}{1\,000}} = \mathbf{1{,}8\ mA/V}.$$

EL 84 — Au point $V_g = -8$ V, $V_a = 160$ V, nous avons $\rho = 40$ kΩ et $S = 8$ mA/V. Ce qui nous donne, pour $R_a = 2{,}5$ kΩ :

$$S' = \frac{8}{1 + \frac{2{,}5}{40}} = \mathbf{7{,}5\ mA/V}.$$

11.10 DIFFÉRENTS TYPES DE PENTODES.

L'étude comparée que nous avons faite jusqu'ici, entre les tubes EL 84 et EF 86, nous a montré que l'allure des caractéristiques, les valeurs des paramètres, les intensités débitées, sont assez nettement différentes ; plus généralement, on doit distinguer deux grands types de pentodes.

a) *Les pentodes amplificatrices de tension* (ex. EF 86).

Leur résistance interne est très grande, de l'ordre du mégohm ; leur pente est de quelques milliampères par volt ; leur facteur d'amplification est de plusieurs milliers ; leur capacité grille-anode est très faible, quelques centièmes de picofarads. Ces deux dernières propriétés caractérisent leurs avantages sur les triodes correspondantes : *ces pentodes peuvent fonctionner à des fréquences plus élevées, et en fournissant des amplifications plus fortes.*

b) *Les pentodes amplificatrices de puissance* (ex. : EL 84).

Résistance interne : quelques dizaines de kilohms ; pente : quelques dizaines de milliampères par volt ; facteur d'amplification : quelques centaines ; capacité grille anode : quelques dizaines de picofarads.

Avantages sur les triodes correspondantes : en cours de fonctionnement, la tension anodique peut descendre jusqu'à de faibles valeurs, et d'autre part les variations du courant anodique ne dépendent que des variations de V_{g1} en première approximation. Nous verrons ultérieurement, au cours de l'étude de l'amplification en puissance, que ces caractères permettent d'obtenir des rendements plus élevés.

Remarque. — Aux très fortes puissances ($P > 1$ kW), la pentode n'est plus utilisable, la proximité des grilles ne permettant plus de dissiper correctement la chaleur ; il faut alors revenir à la triode.

11.11 PENTODES A PENTE VARIABLE.

Dans le cas du tube EF 86, la caractéristique $I_a(V_{g1})$ est approximativement rectiligne sur la majeure partie de sa longueur, puis présente un coude assez brusque aux faibles intensités (fig. 11-10) : la pente S ne varie pas de façon progressive en

fonction de V_{g1}. Pour de nombreux dispositifs de régulation automatique, tels que l'*anti-fading* par exemple, il est au contraire intéressant d'avoir une variation progressive de S avec V_{g1} dans un large domaine ; les tubes qui possèdent cette propriété sont appelés *pentodes à pente variable*.

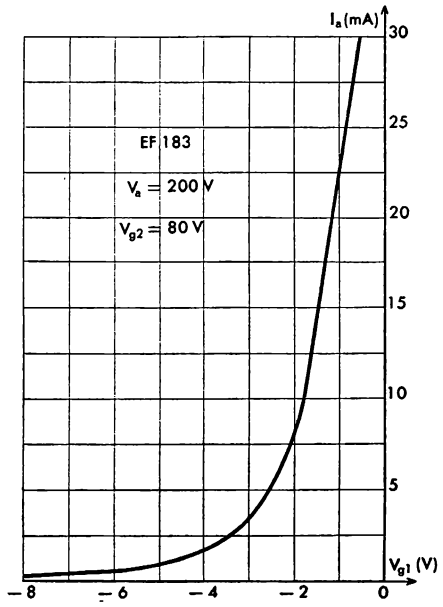


FIG. 11-16

Exemple : la pentode EF 183 dont la caractéristique statique de grille est donnée à la figure 11-16 : lorsque V_{g1} passe de − 1,4 V à − 5 V, la pente passe *progressivement* de 16 mA/V à 0,5 mA/V.

Pour obtenir une telle variation de la pente, on utilise une grille de commande dont l'hélice, au lieu d'être enroulée régulièrement, est à pas variable : *les spires sont plus serrées aux extrémités qu'au centre.* Dans ces conditions, la répartition du champ électrique au voisinage de la cathode n'est plus uniforme ; notamment pour des tensions V_{g1} suffisamment négatives, le champ s'oppose à l'extraction des électrons de la charge d'espace en face des spires serrées, alors qu'à travers les spires lâches, l'écran fait encore sentir son influence et continue à extraire des électrons. *Plus la grille G_1 est rendue négative et plus la surface non utilisée de la cathode augmente*, ce qui entraîne une décroissance progressive du courant.

11.12 TRANSFORMATIONS D'UNE PENTODE.

1. *En tétrode.* — Il faut supprimer l'action répulsive de la grille d'arrêt sur les électrons secondaires ; ce résultat est obtenu en réunissant G_3 à l'anode ou à l'écran (fig. 11-17 *a* et *b*).

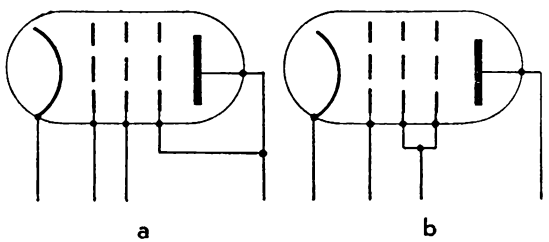


FIG. 11-17

2. *En triode.* — Les trois solutions les plus fréquemment adoptées sont indiquées à la figure 11-18.

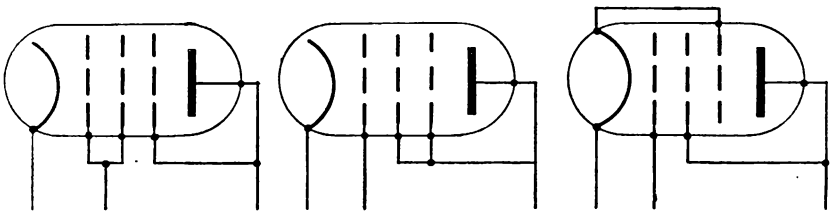


FIG. 11-18

Le montage *a* présente une grande résistance interne et un fort facteur d'amplification, les montages *b* et *c* donnent des résistances internes et des facteurs d'amplification plus faibles.

EXERCICES

11.1 Exposer les fonctions des différentes grilles d'une pentode.

11.2 Comparer les propriétés des pentodes et des triodes ; présenter sous forme de tableau.

11.3 *Résistance interne d'une pentode.* — *a*) Définition, unité. — *b*) A l'aide du réseau d'anode du tube EL 84, déterminer ρ au point

$$V_a = 100 \text{ V}, \; V_{g1} = -4 \text{ V} \quad (V_{g2} = 250 \text{ V}).$$

— *c*) Recommencer en plusieurs autres points de la caractéristique $V_{g1} = -4$ V et en déduire la courbe $\rho(I_a)$ pour $V_{g1} = -4$ V. Comparer sa forme avec celle obtenue pour une triode.

11.4 *Pente d'une pentode* : *a*) Définition, unités. — *b*) A l'aide du réseau de grille du tube EL 84, déterminer S au point $V_a = 250$ V, $V_{g1} = -4$ V $(V_{g2} = 250$ V). — *c*) Tracer point par point la courbe $S(I_a)$ pour $V_{g1} = -4$ V ; comparer avec la triode.

11.5 Etablir la relation $K = \rho S$ dans le cas d'une pentode. Application : en se servant des réseaux du tube EL 84, déterminer K au point

$$V_{g1} = -4 \text{ V}, \; V_a = 150 \text{ V}, \; V_{g2} = 250 \text{ V}.$$

11.6 Une pentode possède une résistance interne $\rho = 100 \text{ k}\Omega$ et une pente $S = 8$ mA/V au point de fonctionnement M ($V_a = 200$ V, $V_{g1} = -9$ V, $I_a = 50$ mA, $V_{g2} = 250$ V).

a) A partir de M, on fait passer V_{g1} à -8 V et V_a à 100 V ; calculer la nouvelle intensité anodique.

b) A partir de M, quelle nouvelle polarisation faudrait-il appliquer sur G_1 pour amener I_a à 40 mA, V_a restant constant (200 V) ?

11.7 Une pentode possède une résistance interne $\rho = 2$ MΩ et une pente $S = 2{,}5$ mA/V. Sachant que pour $V_{g1} = -1$ V et $V_a = 100$ V, l'intensité anodique est $I_a = 5$ mA, mettre en place le réseau idéalisé et donner son équation.

Application : Pour quelle polarisation V_{g1} l'intensité anodique deviendra-t-elle 2 mA ?

11.8 La caractéristique $I_a(V_a)$ d'une pentode, à V_{g1} et V_{g2} constants, et pour $V_{g3} = 0$, passe par les points suivants :

V_a (V)	10	25	50	100
I_a (mA)	60	110	130	145

Sachant que :

a) pour $V_a = 100$ V on a $I_{g2} = 130$ mA,

b) le courant *cathodique* ne dépend pratiquement pas de V_a, tracer les caractéristiques $I_k(V_a)$ et $I_{g2}(V_a)$.

Etudier qualitativement l'influence sur les trois caractéristiques :

a) d'un accroissement de V_{g2},

b) d'une diminution de V_{g1},

c) d'un accroissement de V_{g3} ($V_{g3} > 0$),

d) d'une diminution de V_{g3} ($V_{g3} < 0$).

11.9 A l'aide de la caractéristique $I_a(V_{g1})$, pour $V_a = 200$ V et $V_{g2} = 80$ V, de la pentode à pente variable EF 183, tracer point par point les courbes $S(V_{g1})$ et $\lg S = f(V_{g1})$. Calculer la variation relative de pente pour une variation de 20% de V_{g1} autour de la valeur $V_{g1} = -2$ V. Exprimer en décibels le rapport de la pente pour $V_{g1} = -5$ V, à la pente pour $V_{g1} = -1$ V.

11.10 On a relevé les points suivants pour les caractéristiques $I_{g2}(V_{g1})$ d'une pentode EL 84 :

$V_a = 250$ V, $V_{g2} = 250$ V,

V_{g1} (V)	0	− 2,5	− 5	− 7,5
I_{g2} (mA)	18	13	8	5

$V_a = 250$ V, $V_{g2} = 210$ V,

V_{g1} (V)	0	− 2,5	− 5	− 7,5
I_{g2} (mA)	14	10	5,5	2,5

Calculer le facteur d'amplification $K_{g_1g_2}$ et la résistance interne $\rho_{g_1g_2}$ de la triode $K - G_1 - G_2$, pour $V_{g1} = -5$ V. Expliciter la fonction $I_{g2} = f(V_{g1}, V_{g2})$ en supposant le réseau idéalisé.

11.11 On appelle *transconductance d'une électrode à une autre* le quotient de la variation de courant de la seconde électrode, par la variation correspondante de potentiel de la première, les potentiels de toutes les autres électrodes restant invariables.

Application. — *a*) A l'aide du réseau $I_a(V_{g1})$ paramètre V_{g2}, de la pentode EF 86, à V_a et V_{g3} constants (fig. 11-10), calculer la transconductance S_{g_1a} de la grille G_1 à l'anode, et celle S_{g_2a} de la grille G_2 à l'anode, au point M ($V_{g1} = -2$ V, $V_{g2} = 140$ V). Préciser les unités.

b) Quelle remarque peut-on faire au sujet de S_{g_1a} ?

c) A partir de M, on provoque des variations de tensions *simultanées* ΔV_{g1} et ΔV_{g2} ; exprimer la variation correspondante ΔI_a du courant anodique, en fonction des transconductances et des variations de tensions. Application numérique : V_{g1} passe à $-1{,}5$ V et V_{g2} à 120 V.

11.12 On considère le montage représenté à la figure 11-19. La pentode utilisée possède une pente $S = 2$ mA/V ; sa caractéristique d'anode $I_a(V_a)$, à tensions V_{g1} et V_{g2} constantes, est horizontale ($I_a = 3$ mA), tant que la tension anodique reste supérieure à 50 V.

Le dispositif de décharge fonctionne comme un interrupteur, qui se ferme dès que la tension U dépasse une certaine valeur U_M, provoquant une décharge que nous supposerons instantanée et totale du condensateur, et qui s'ouvre à nouveau dès que le condensateur est déchargé.

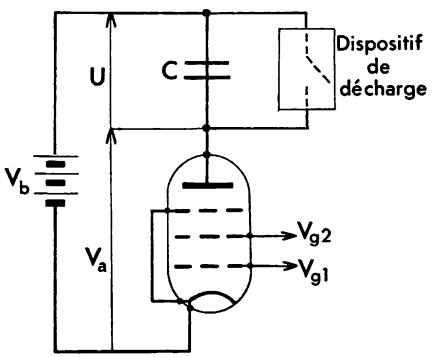


FIG. 11-19

a) Expliquer le fonctionnement du montage ; montrer que U est une tension en dents de scie. Quelle est la forme de V_a ?

b) Déterminer la valeur à donner à C pour que la fréquence de la dent de scie soit 100 Hz, sachant que le dispositif de décharge est réglé pour $U_M = 100$ V.

c) Quelle est la valeur maximale de U_M ?

d) A partir des conditions de fonctionnement vues au § *b*, on polarise plus négativement la grille de commande de 0,5 V : que devient la fréquence de la dent de scie ?

11.13 Une pentode est montée avec résistance de charge anodique R_a variable et source haute tension $V_b = 300$ V. La tension d'écran et la polarisation de grille G_1 ne varient pas au cours des expériences ; la caractéristique d'anode correspondante est rectiligne dans un domaine étendu.

a) On court-circuite R_a ; l'intensité anodique est $I_a = 54$ mA. Si on donne à R_a la valeur 4 kΩ, l'intensité passe à 50 mA. Calculer la résistance interne de la pentode.

b) Quelle est la puissance dissipée sur l'anode lorsque $R_a = 2$ kΩ ?

c) On fait $R_a = 10$ kΩ ; calculer la tension anodique, interpréter.

11.14 Pour une pentode de résistance interne $\rho = 2$ MΩ et de pente $S = 2$ mA/V, la caractéristique d'anode correspondant à $V_{g1} = -2$ V passe par le point ($I_a = 1$ mA, $V_a = 50$ V).

a) Placer sur le réseau les caractéristiques $V_{g1} = -2{,}5$ V et $V_{g1} = -3$ V.

b) On charge cette pentode par une résistance anodique $R_a = 100$ kΩ. Tracer sur le réseau précédent la droite de charge pour $V_b = 350$ V.

c) Déterminer graphiquement, puis par le calcul, les variations d'intensité ΔI_a et de tension ΔV_a provoquées par un accroissement $\Delta V_{g1} = +0{,}5$ V de la tension de grille G_1 à partir de la valeur $V_{g1} = -2{,}5$ V.

11.15 *Alimentation de l'écran et polarisation automatique.* Une pentode de pente $S = 4$ mA/V et de résistance interne $\rho = 2$ MΩ est montée suivant le schéma de la figure 11-20, avec $V_b = 300$ V.

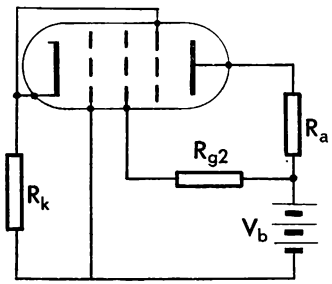


FIG. 11-20

a) Expliquer les rôles de R_k et R_{g2}.

b) Déterminer les valeurs de R_k, R_{g2} et R_a pour que le tube fonctionne sous les tensions $V_{g1} = -1$ V, $V_{g2} = 200$ V, $V_a = 100$ V, pour lesquelles les intensités sont $I_a = 5$ mA et $I_{g2} = 0{,}5$ mA.

11.16 *Etude de la distorsion créée par une pentode.* En se servant de la caractéristique dynamique de grille du tube EL 84 pour $V_{g2} = 250$ V, $V_b = 250$ V, $R_a = 2{,}5$ kΩ (fig. 11-12), trouver graphiquement la forme d'onde $I_a(t)$ du courant anodique lorsque la grille G_1 polarisée à -5 V est attaquée par un signal *sinusoïdal* d'amplitude 5 V. Comparer avec la forme d'onde idéale que l'on obtiendrait si la caractéristique dynamique pouvait être confondue avec sa tangente au point de repos.

11.17 Même exercice pour le tube EF 86. $V_b = 300$ V, $V_{g2} = 140$ V, $R_a = 100$ kΩ ; G_1 polarisée à $-2{,}5$ V, et attaquée par un signal sinusoïdal d'amplitude 2,5 V.

CHAPITRE 12

ACTION DES CHAMPS ÉLECTRIQUE ET MAGNÉTIQUE SUR LES ÉLECTRONS

I. ACTION D'UN CHAMP ÉLECTRIQUE

12.1 FORCE EXERCÉE SUR UN ÉLECTRON PAR UN CHAMP ÉLECTRIQUE.

Nous avons vu précédemment que, dans le vide d'une diode, les électrons se déplacent de la cathode émissive vers l'anode si l'on applique une D. D. P. entre ces électrodes ; cherchons quelle est la force qui provoque ce mouvement.

La D. D. P. appliquée engendre un *champ électrique* E à l'intérieur du tube ; remarquons que ce champ est dirigé vers l'électrode à plus faible potentiel, c'est-à-dire la cathode. Nous savons d'autre part (1.5) que toute charge électrique ponctuelle q placée dans un champ E est soumise à une force $F = qE$; or les électrons émis par la cathode sont des particules de charge $-e$: ils sont donc soumis à une force

$$\boxed{F = -eE}. \qquad \text{(fig. 12-1)}$$

Le signe négatif traduit que **cette force est de sens opposé au champ** : les électrons sont attirés vers l'anode.

Plus généralement, **dans tous les tubes électroniques les déplacements des électrons sont déterminés par l'action de champs électriques ou magnétiques.**

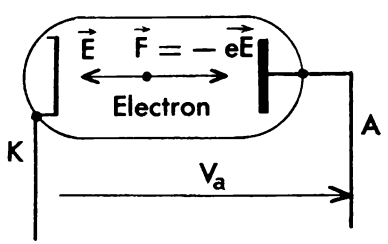


FIG. 12-1

12.2 MOUVEMENT D'UN ÉLECTRON DANS UN CHAMP ÉLECTRIQUE PARALLÈLE A LA DIRECTION DU DÉPLACEMENT.

a) Champ uniforme (fig. 12-2). — La force $F = -eE$ appliquée à l'électron est *constante* ; les lois de la mécanique nous enseignent alors que :

Le mouvement pris par l'électron est un mouvement rectiligne uniformément accéléré ; l'accélération est donnée par la formule :

$$\boxed{a = \frac{F}{m} = \frac{eE}{m}} \quad (m : \text{masse de l'électron})$$

a en mètres par seconde au carré,
e en coulombs,
E en volts par mètre,
m en kilogrammes.

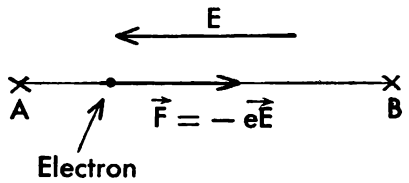


FIG. 12-2

V_A : potentiel en A
V_B : potentiel en B

Evaluons le *travail* accompli par la force F entre deux points A et B de la trajectoire. D'après la formule $W = q(V_A - V_B)$ (1.10), ce travail est

$$W = (-e)(V_A - V_B) = e(V_B - V_A).$$

$V_B > V_A$ puisque le champ est supposé dirigé de B vers A.

D'après le théorème de l'énergie cinétique, ce travail est aussi égal à l'accroissement d'énergie cinétique de l'électron entre A et B :

$$W = \tfrac{1}{2} mv_B^2 - \tfrac{1}{2} mv_A^2 .$$

v_A : vitesse de l'électron en A $\qquad$ v_B : vitesse en B.

En égalant ces deux expressions du travail, nous obtenons une *relation entre l'accroissement de vitesse de l'électron et la D. D. P. qui produit cet accroissement* :

$$\tfrac{1}{2} m(v_B^2 - v_A^2) = e(V_B - V_A) . \qquad (1)$$

b) Champ non uniforme. — La trajectoire sera toujours rectiligne, et le mouvement accéléré, mais l'accélération a n'est plus constante. La formule (1) est encore applicable.

c) Application pratique (fig. 12-3). — **Dans les tubes électroniques, les électrons partent de la cathode émissive avec une vitesse pratiquement nulle, et sont accélérés par l'anode portée à un potentiel positif V_a par rapport à la cathode** (V_a : *tension d'accélération*).

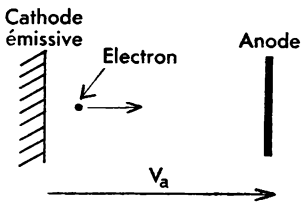


FIG. 12-3

La formule (1) nous permet de calculer la vitesse v des électrons lorsqu'ils arrivent *au niveau de l'anode* :

$$\boxed{\tfrac{1}{2} mv^2 = eV_a} , \quad \text{d'où} \quad v = \sqrt{\frac{2eV_a}{m}} .$$

v en mètres par seconde,
m en kilogrammes,
e en coulombs,
V_a en volts.

Remarque. — Si l'électron frappe l'anode, son énergie cinétique se transforme en chaleur dissipée (6.13).

Les vitesses ainsi acquises par les électrons sont énormes. En remplaçant m et e par leurs valeurs numériques, nous obtenons en effet la formule pratique :

$$v \approx 600 \sqrt{V_a}$$

dans laquelle v est exprimée en **km/s** et V_a en **volts**.

Cette formule nous donne par exemple :

$$v = 6\,000 \text{ km/s} \quad \text{pour } V_a = 100 \text{ V}$$
$$v = 60\,000 \text{ km/s} \quad \text{pour } V_a = 10\,000 \text{ V}.$$

Remarque. — Pour des tensions suffisamment élevées, on arriverait à des vitesses supérieures à celle de la lumière dans le vide : 300 000 km/s, ce qui est impossible ; c'est parce qu'aux fortes tensions, il devient nécessaire de tenir compte de l'augmentation de la masse avec la vitesse, conformément à la théorie de la relativité.

12.3 MOUVEMENT D'UN ÉLECTRON DANS UN CHAMP NORMAL A LA DIRECTION DU DÉPLACEMENT.

a) Considérons un électron pénétrant avec une vitesse initiale $\vec{v}_0$ dans une région où règne un champ électrique *uniforme* $\vec{E}$ normal à v_0 (fig. 12-4) : cet électron va être soumis à une force *constante* $\vec{F} = -e\vec{E}$. Le problème est analogue à celui, étudié en mécanique, du mouvement d'un projectile lancé horizontalement avec une certaine vitesse et soumis à la force verticale due à la pensanteur : **la trajectoire du projectile est un arc de parabole,** contenu dans un plan parallèle aux vecteurs $\vec{v}_0$ et $\vec{E}$.

b) Pour analyser ce mouvement de façon plus précise, repérons à tout instant la position de l'électron sur sa trajectoire à l'aide de ses coordonnées x et y (fig. 12-4).

A l'instant $t = 0$ l'électron est en O ;
à un instant postérieur t, il est en M.

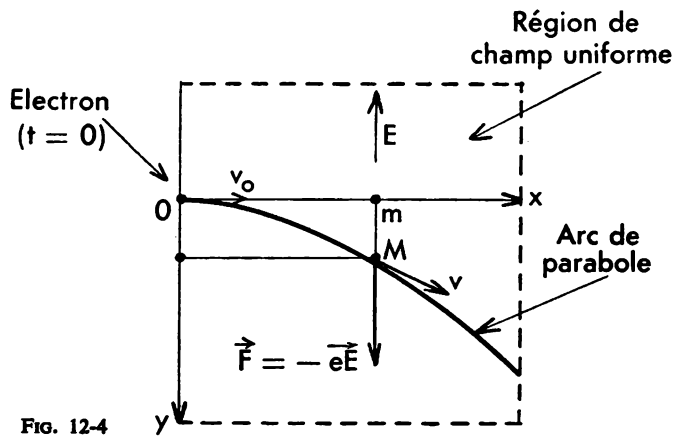


FIG. 12-4

Le mouvement de l'électron peut être décomposé en deux autres mouvements, parallèlement aux axes Ox et Oy.

— *Parallèlement à Ox* : l'électron n'est soumis à aucune force ; son mouvement est donc rectiligne uniforme, de vitesse égale à la vitesse initiale v_0. Nous en déduisons :

$$x = v_0 t \qquad \text{et} \qquad v_x = v_0 .$$

— *Parallèlement à Oy* : l'électron est soumis à une force constante $F = -eE$; son mouvement est donc rectiligne uniformément accéléré, d'accélération $a = \dfrac{eE}{m}$ (12.2.*a*) et de vitesse initiale nulle. Nous en déduisons :

$$y = \tfrac{1}{2} a t^2 = \frac{eE}{2m} t^2$$

et

$$v_y = at = \frac{eE}{m} t.$$

***Conclusion.* — A un instant t quelconque, la position de l'électron sur sa trajectoire parabolique est donnée par les équations**

$$\boxed{x = v_0 t \qquad \text{et} \qquad y = \frac{eE}{2m} t^2}$$

et sa vitesse est $v = v_x + v_y$ (fig. 12-5), avec :

$$\boxed{v_x = v_0 \qquad \text{et} \qquad v_y = \frac{eE}{m} t}\ .$$

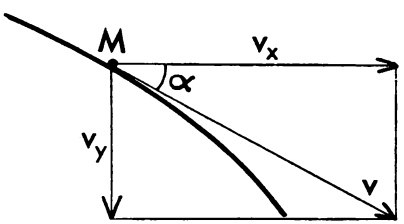


FIG. 12-5

Ce vecteur vitesse est incliné sur l'axe Ox d'un angle α tel que :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{v_y}{v_x} = \frac{eEt}{mv_0}.$$

D'après une propriété de la parabole, la tangente en M, qui porte le vecteur vitesse, passe par le milieu de Om.

c) Application pratique : on peut dévier les trajectoires électroniques en faisant passer les électrons entre les plateaux d'un condensateur (fig. 12-6 *a*) ; nous savons en effet qu'en appliquant une D. D. P. entre les plateaux d'une

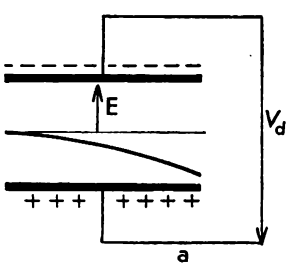


FIG. 12-6 *a*

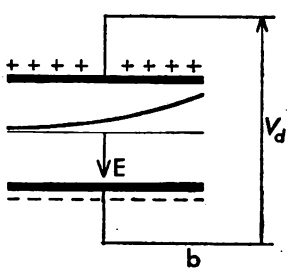


FIG. 12-6 *b*

condensateur, on crée dans l'espace qui les sépare un champ uniforme normal à ces plateaux.

Si l'on inverse les polarités de la tension de déviation V_d, on inverse le sens du champ : la déviation change de sens (fig. 12-6 *b*).

II. ACTION D'UN CHAMP MAGNÉTIQUE

12.4 RAPPEL : LOI DE LAPLACE.

Un conducteur de longueur l, parcouru par un courant d'intensité I et placé dans un champ d'induction magnétique B uniforme et perpendiculaire au conducteur est soumis à une force

$$F' = IlB \qquad (2)$$

dont la direction et le sens sont donnés par la règle des trois doigts de la main droite (fig. 12-7).

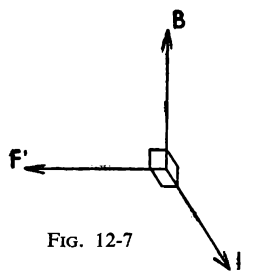


FIG. 12-7

12.5 FORCE EXERCÉE SUR UN ÉLECTRON.

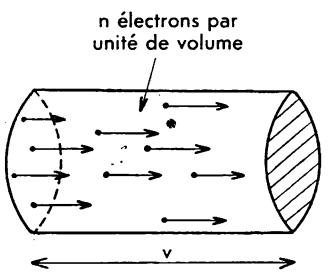


FIG. 12-8

Nous savons que le courant dans un conducteur métallique est constitué par un déplacement d'électrons ; *la force de Laplace qui s'exerce sur le conducteur est égale à la somme des forces qui s'exercent sur les électrons mobiles du conducteur.*

Soient alors n le nombre d'électrons libres par unité de volume du conducteur et v leur vitesse de déplacement. L'intensité I est par définition la quantité d'électricité qui traverse une section droite s du conducteur en une seconde ; or tous les électrons susceptibles de traverser s pendant une seconde sont ceux contenus dans un volume de conducteur ayant pour longueur v (fig. 12-8), d'où :

$$I = evsn\,.$$

La formule (2) devient :

$$F' = (evsn)\,lB\,,$$

que l'on peut encore écrire :

$$F' = evB(lsn)\,.$$

Comme le produit lsn représente le nombre d'électrons libres contenus dans le conducteur de longueur l, *nous en déduisons la force F agissant sur chaque électron* :

$$\underset{(N)}{F} = \underset{(C)}{e}\ \ \underset{(m/s)}{v}\ \ \underset{(T)}{B}\,.$$

Le résultat ainsi obtenu est encore applicable au cas d'un électron circulant dans le vide.

En résumé :

Un électron entrant avec une vitesse v dans le champ d'une induction magnétique B normale à v est soumis à une force

$$F = evB$$

dont le sens et la direction sont donnés par la règle des trois doigts de la main droite.

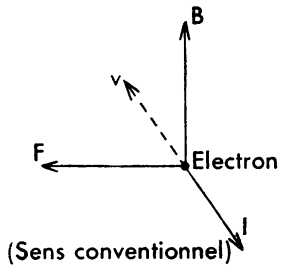


FIG. 12-9

Il ne faut cependant pas oublier, pour appliquer cette règle, que le sens conventionnel du courant est opposé au sens réel de déplacement des électrons (fig. 12-9).

Si le vecteur induction fait un angle α différent de $\pi/2$ avec le vecteur vitesse, la formule donnant la force devient :

$$F = evB \sin \alpha .$$

Attention. — Pour que le champ magnétique crée une force sur l'électron, il faut que celui-ci soit déjà en mouvement ; **un champ magnétique n'exerce aucune force sur un électron au repos.**

Comparaison entre les forces exercées sur un électron de vitesse v par un champ électrique et un champ magnétique.

Force	Champ électrique	Champ magnétique
direction	parallèle au champ	normale au champ et à la vitesse
intensité	$F = eE$	$F = evB$
sens	opposé au champ	règle des trois doigts de la main droite
électron au repos	la force subsiste	force nulle

12.6 MOUVEMENT D'UN ÉLECTRON DANS UN CHAMP MAGNÉTIQUE.

Nous nous limiterons à étudier le cas simple d'un *champ magnétique uniforme et normal à la vitesse initiale de l'électron* (fig. 12-10).

En appliquant la règle des trois doigts, nous nous apercevons que *la force est tou-*

jours normale à la trajectoire ; il n'y a donc pas d'accélération tangentielle : *la vitesse v de l'électron reste constante* ; il s'ensuit immédiatement que la force $F = evB$ est aussi

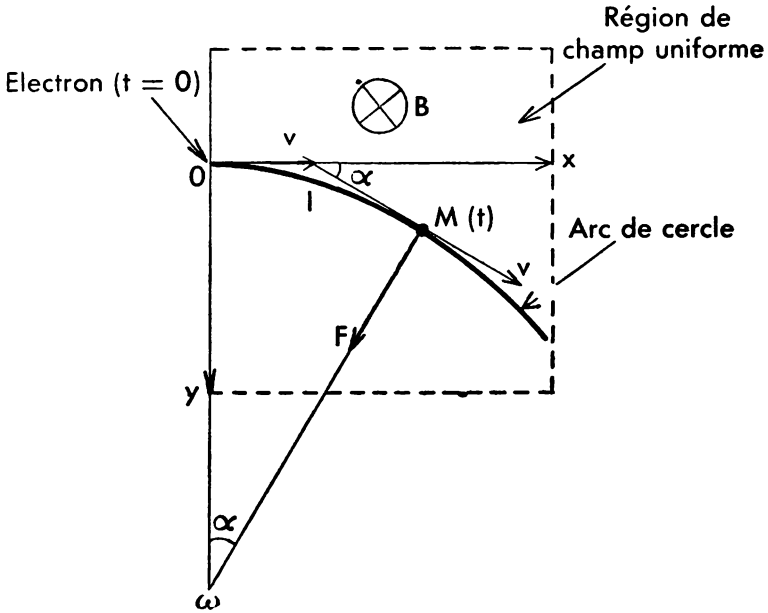


FIG. 12-10

constante. Dans ces conditions, les lois de la mécanique nous enseignent qu'un projectile soumis à une force *centripète et constante* prend un mouvement circulaire uniforme :

L'électron décrit une trajectoire circulaire, avec une vitesse constante.

Rayon de la trajectoire.

$$\left.\begin{aligned} a &= \frac{v^2}{R} \text{ (accélération tangentielle)} \\ a &= \frac{F}{m} = \frac{evB}{m} \end{aligned}\right\} \quad \text{d'où} \quad \boxed{R = \frac{mv}{eB}}.$$

Inclinaison du vecteur vitesse.

Soit α l'angle du vecteur vitesse en M, à l'instant t, avec l'axe Ox (fig. 12-10) ; on retrouve cet angle en ω :

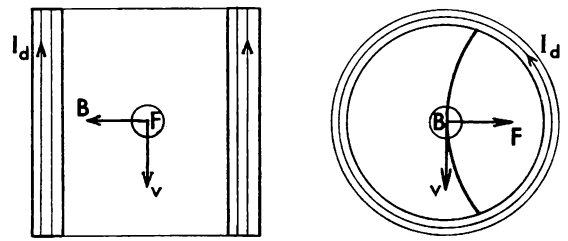
$$\alpha(\text{rd}) = \frac{\widehat{OM}}{\omega M} = \frac{l}{R}$$

d'où

$$\boxed{\alpha(\text{rd}) = \frac{leB}{mv}}.$$

Application pratique.

On peut dévier les trajectoires électroniques en faisant passer les électrons entre deux bobines parcourues par un courant (fig. 12.11). Ce mode de déviation sert notamment dans les tubes cathodiques pour télévision.



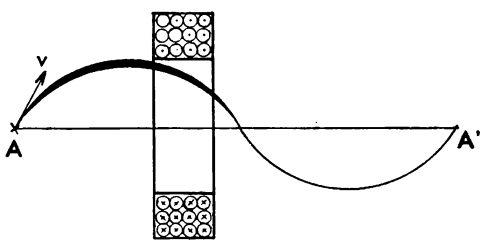
I_d = courant de déviation

FIG. 12-11

III. NOTION DE LENTILLES ÉLECTROSTATIQUES ET MAGNÉTIQUES

12.7 LENTILLE ÉLECTROSTATIQUE.

Il est possible, en disposant convenablement des électrodes, de réaliser des répartitions de potentiel telles que les trajectoires des électrons soient déviées comme le sont les rayons lumineux par des lentilles de verre. *Le canon d'un tube cathodique* nous en fournira un exemple au chapitre suivant.



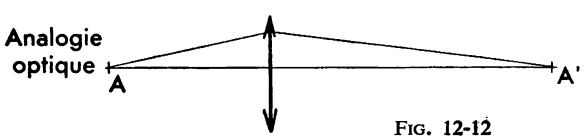


FIG. 12-12

12.8 LENTILLE MAGNÉTIQUE.

Le même résultat peut être obtenu avec des bobines parcourues par des courants.

Exemple (fig. 12-12) : un électron émis du point A avec une vitesse v contenue dans le plan

de la figure, voit sa trajectoire s'incurver et sortir du plan de la figure, s'incurver à nouveau et passer par A' ; le point A' est *l'image* du point A. De telles lentilles magnétiques sont utilisées dans les microscopes électroniques.

EXERCICES

12.1 Calculer la force qui s'exerce sur un électron placé dans un champ électrique de 100 V/cm.

12.2 Un électron, émis avec une vitesse initiale nulle, est soumis à un champ électrique uniforme de 50 V/cm. Décrire le mouvement de cet électron ; calculer son accélération, le temps qu'il mettra pour parcourir une distance de 10 cm et sa vitesse finale. Quelle sera alors la tension d'accélération ?

12.3 Reprendre l'exercice précédent dans le cas où l'électron possède une vitesse initiale de 10 000 km/s, parallèle au champ.

12.4 Quelle est la tension d'accélération d'un faisceau d'électrons de vitesse 50 000 km/s ?

12.5 Etudier la fonction $v(V_a)$, donnant la vitesse acquise par un électron en fonction de la tension d'accélération.

12.6 Pour quelle tension d'accélération trouverait-on $v = 300\,000$ km/s en appliquant la formule classique ?

12.7 L'énergie cinétique d'un électron est 2×10^{-17} J ; l'évaluer en électrons-volts.

12.8 Un électron possédant une vitesse initiale de 20 000 km/s est soumis à l'action d'un champ électrique uniforme de 300 V/cm, normal à la vitesse initiale. Calculer le temps mis pour parcourir une distance de 2 cm (distance comptée parallèlement à la direction initiale) ; quels seront alors l'angle de déviation et la vitesse ?

12.9 Reprendre l'exercice précédent dans le cas où le champ fait un angle de 60° avec la vitesse initiale.

12.10 La tension anodique d'une diode est 50 V ; calculer la vitesse des électrons à leur arrivée sur l'anode. Quelle est en joules l'énergie acquise par chaque électron ?

12.11 Etablir la relation existant entre la puissance dissipée P, l'énergie cinétique W_c acquise par un électron arrivant sur la plaque, l'intensité anodique I_a et la charge e de l'électron, au cours du fonctionnement d'un tube électronique.

12.12 La plaque d'un tube électronique est en nickel, d'épaisseur 1 mm et surface 2 cm^2. L'intensité anodique est 20 mA, la vitesse des électrons à leur arrivée sur la plaque 12 000 km/s. Sachant que la masse volumique du nickel est 8,90 g/cm^3 et sa chaleur massique 0,109 cal/g.deg, que la température ambiante est 17 °C, calculer la température de la plaque après une minute de fonctionnement et en négligeant toutes les pertes calorifiques.

12.13 Un tube de projection de télévision sur grand écran a une tension d'accélération de 20 kV. Calculer la vitesse des électrons arrivant sur l'écran ;

a) en appliquant la formule classique,

b) en appliquant la formule relativiste

$$v = c\sqrt{1 - \left(\frac{1}{1+1{,}94\times 10^{-6} V_a}\right)^2}.$$ (c = célérité de la lumière dans le vide).

12.14 Dans un tube électronique, la tension anodique est 100 V, la distance anode-cathode 2 cm, et le champ électrique est supposé uniforme dans cet espace. Calculer ce champ et l'accélération des électrons ; en déduire leur vitesse à leur arrivée sur l'anode ; vérifier ce dernier résultat en appliquant le théorème de l'énergie cinétique.

12.15 Calculer la force qui s'exerce sur un électron placé dans un champ d'induction magnétique de 5×10^{-4} T dans les trois cas suivants :

a) la vitesse de l'électron est nulle ;

b) cette vitesse est de 50 000 km/s, normale au champ ;

c) elle est de 50 000 km/s, faisant un angle de 45° avec l'induction magnétique.

12.16 Un électron pénètre avec une vitesse de 30 000 km/s dans un champ d'induction uniforme de 10^{-3} T ; calculer l'accélération prise par l'électron. Quel est l'angle de déviation après un parcours de 3 cm ?

12.17 *Suite de l'exercice n°* 16 : calculer la *fréquence gyromagnétique* (nombre de tours effectués par seconde par l'électron).

Application : comparer les trajectoires d'électrons entrant tous dans le champ magnétique au même point, avec des vitesses différentes mais parallèles.

12.18 Etudier le mouvement d'un électron entrant dans un champ magnétique uniforme d'induction B, avec une vitesse v faisant un angle α avec l'induction (on considérera les deux composantes de la vitesse, l'une parallèle au champ et l'autre normale, et on étudiera les mouvements correspondants).

12.19 Un faisceau d'électrons possédant tous la même vitesse initiale $v = 40\,000$ km/s, est soumis simultanément à l'action d'un champ électrique $E = 100$ V/cm normal à v, et d'un champ magnétique B. Déterminer l'induction nécessaire (direction, sens, module), pour que le faisceau ne subisse aucune déviation.

CHAPITRE 13

TUBE CATHODIQUE*

Définition. — *Les tubes à rayons cathodiques, ou tubes cathodiques, sont des tubes à faisceau électronique dans lesquels le faisceau peut être concentré sur une petite section transversale, variable en position sur une surface sur laquelle il dessine une image, soit visible, soit décelable par d'autres moyens* (vocabulaire électrotechnique).

Leurs applications sont fort importantes : tubes pour oscillographes, tubes images de télévision, tubes indicateurs de radars, tubes compteurs, etc.

Leur structure est plus complexe que celle des tubes vus dans les chapitres précédents. Leur mode de fonctionnement fournit un bel exemple d'action des champs électriques et magnétiques sur les électrons.

Nous limiterons notre étude aux tubes cathodiques utilisés dans les oscillographes ; ces tubes sont appelés *oscilloscopes cathodiques*, et ne mettent généralement en œuvre que des champs électriques.

13.1 CONSTITUTION DU TUBE (fig. 13-1).

D'après sa définition, un oscilloscope cathodique doit réaliser trois fonctions :

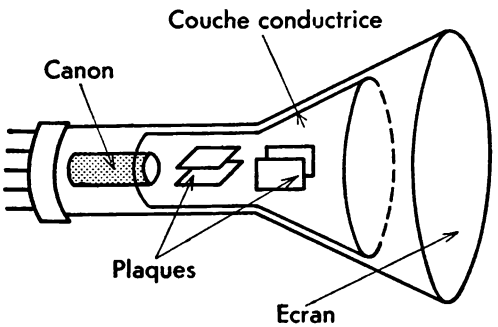


FIG. 13-1

1. ***Production et concentration du faisceau électronique*** : c'est le rôle d'un système d'électrodes nommé **canon électronique.** De façon plus précise, le canon électronique a pour objet d'*émettre* les électrons, de les *accélérer* et de les *concentrer* en un fin faisceau venant converger sur l'écran, de *commander l'intensité* de ce faisceau.

2. ***Déviation du faisceau électronique*** : elle se fait à l'aide de deux paires de **plaques de déviation.**

3. ***Visualisation*** : elle a lieu sur un **écran fluorescent.**

Ces divers éléments sont contenus dans une enveloppe en verre, comprenant une partie conique (le *cône*), prolongée par une partie tubulaire (le *col*), et à l'intérieur de laquelle règne un *très bon vide* (10^{-6} mm de mercure).

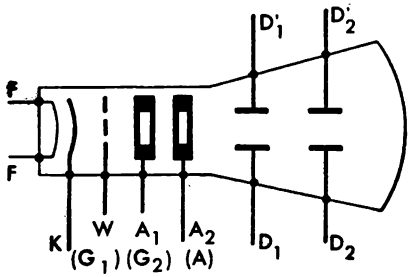


FIG. 13-2

L'embase du tube est fixée à un culot, muni de broches reliées aux électrodes et aux plaques.

Une *couche conductrice de graphite* couvre une grande partie de la face interne de l'enveloppe.

Représentation schématique (V. fig. 13-2).

13.2 DESCRIPTION DU CANON.

Dans le cas le plus simple, un canon électronique comprend quatre électrodes, cylindriques et coaxiales (fig. 13-2 et fig. 13-3).

***K* = cathode thermoélectronique** à oxydes, à chauffage indirect. Les oxydes sont déposés sur le fond du cylindre, de manière à ne présenter qu'une surface émissive très réduite.

***W* = Wehnelt,** du nom du savant allemand qui imagina cette électrode, ou grille G_1.

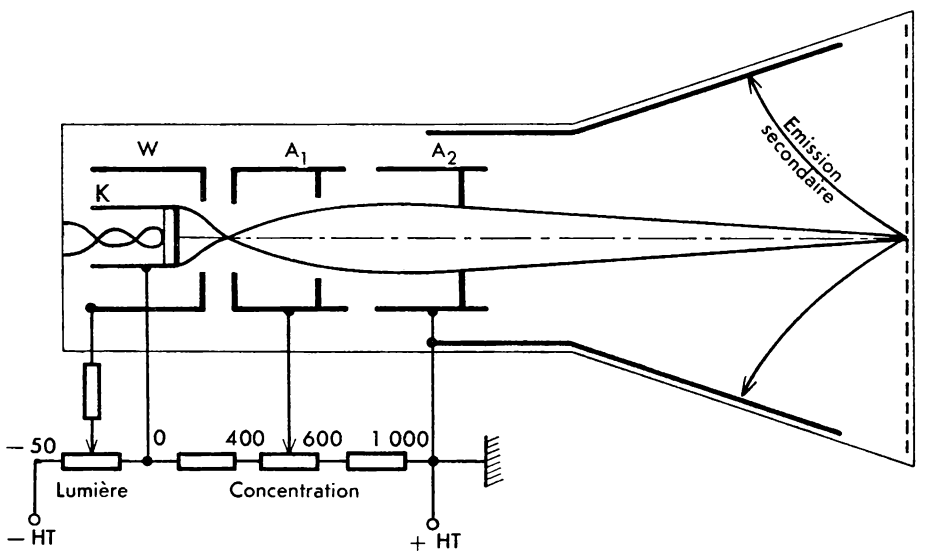


FIG. 13-3

C'est une électrode de commande, portée à un *potentiel négatif* par rapport à la cathode, variable de 0 à − 50 V environ. Elle a la forme d'un cylindre, en nickel, entourant complètement la cathode, et percé d'un trou circulaire.

A_1 = **première anode, ou anode de concentration,** ou grille G_2, est un cylindre de nickel placé à la suite du Wehnelt, et comportant un ou plusieurs diaphragmes. Cette électrode est portée à un potentiel V_{a1} (ou V_{g2}) *positif* par rapport à la cathode, de l'ordre de quelques centaines de volts.

A_2 = **deuxième anode, ou anode d'accélération,** ou anode principale A. Elle a aussi la forme d'un cylindre, en nickel, muni d'un diaphragme. Elle est portée à un potentiel V_{a2} (ou V_a) *positif* par rapport à la cathode ; ce potentiel est 4 à 5 fois supérieur à celui de A_1, et peut atteindre jusqu'à 2 000 V.

Remarque. — Dans un tube cathodique, les anodes sont conçues pour laisser passer le flux des électrons, alors que, dans les tubes étudiés précédemment, elles devaient au contraire les collecter.

13.3 TRAJECTOIRES ÉLECTRONIQUES.

Chaque point O_1, O_2, O_3, etc. de la cathode émet un faisceau divergent d'électrons. Il s'agit de regrouper tous ces électrons en un faisceau *unique, venant converger sur l'écran* en un point ω' (fig. 13-4). On y parvient à l'aide de deux *lentilles électrostatiques* (12.7).

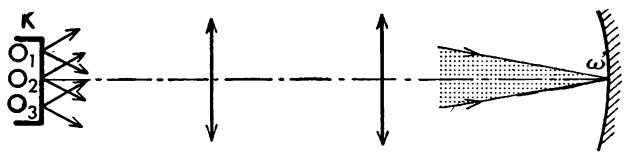


FIG. 13-4

Première lentille. — Elle est formée par le Wehnelt et l'anode de concentration. La disposition et les potentiels relatifs de ces deux électrodes sont tels que le champ électrique résultant fait converger chacun des faisceaux issus de la cathode en des points O'_1, O'_2, O'_3, etc. Le fait intéressant est que, au cours de cette convergence, *les différents faisceaux se croisent dans une zone de très faible section, appelée cross over* (fig. 13-5). Pour un observateur placé vers la droite, tous les électrons semblent provenir de cette zone, qui joue donc le rôle de cathode virtuelle, *quasi ponctuelle*, ω.

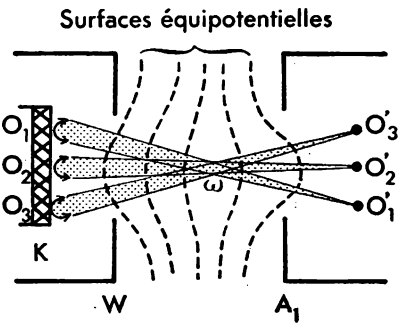


FIG. 13-5

Qualitativement, nous dirons que le wehnelt, négatif, grâce à son action répulsive sur les électrons issus de la cathode les fait converger sur l'axe du tube en un point ω.

Seconde lentille. — Elle est formée par l'anode de concentration et l'anode d'accélération. Leur disposition et leurs potentiels sont tels que le champ résultant fait converger le faisceau issu du cross over en un point ω' de l'écran ; ω' est l'*image* de ω (fig. 13-6).

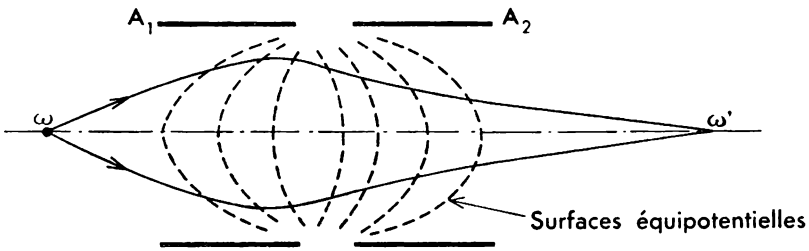


FIG. 13-6

Vitesse d'impact des électrons sur l'écran. — Après la deuxième anode, le champ axial devient nul : la vitesse v d'impact des électrons sur l'écran est donc uniquement déterminée par le potentiel V_a de l'anode d'accélération, d'où la dénomination de cette électrode.

$$v(\text{km/s}) \approx 600 \sqrt{V_a(\text{V})} . \qquad (12.2)$$

Remarque. — Les électrons émis par une cathode et accélérés par une anode creuse étaient autrefois désignés sous le nom de *rayons cathodiques.*

13.4 RÉGLAGES DE CONCENTRATION ET D'INTENSITÉ.

Réglage de concentration. — Le potentiel de la deuxième anode est généralement fixe, par contre on peut régler le potentiel V_{a1} de la **première anode** par l'intermédiaire d'un potentiomètre. Une valeur convenable de V_{a1} amène le point de convergence ω' du faisceau juste sur l'écran fluorescent (d'où le nom d'anode de *concentration* donné à l'électrode A_1).

Expérience. — Tournons le bouton marqué *concentration* sur la platine avant d'un oscillographe (fig. 14-2). Nous constatons que le diamètre de la tache lumineuse sur l'écran varie et passe par un minimum pour une certaine position du bouton ; la figure 13-7 interprète ce phénomène.

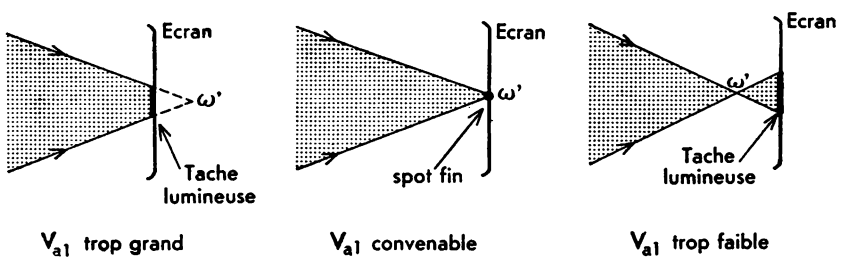


FIG. 13-7

Réglage d'intensité. — Outre qu'il participe à la formation de la première lentille électrostatique, le **Wehnelt** possède aussi une propriété analogue à celle de la grille d'une triode : **il commande le débit électronique.**

Le réglage de son potentiel, par l'intermédiaire d'un potentiomètre, fait donc varier l'intensité du courant transporté par le faisceau ; ces variations d'intensité se traduisent par des variations dans la luminosité de la tache qui apparaît sur l'écran.

Expérience. — Tournons le bouton marqué *lumière* sur la platine avant d'un oscillographe (fig. 14-2). Nous constatons que nous agissons sur la brillance de la tache. Nous pouvons même éteindre le faisceau, par blocage du tube cathodique.

Inter-dépendance des deux réglages. — Le potentiel du Wehnelt agit sur la position du cross over ω, et par suite sur celle de son image ω' : le réglage de concentration est donc influencé par le réglage d'intensité. Réciproquement, le réglage de concentration par action sur V_{a1} modifie l'intensité du faisceau.

Pour rendre les deux réglages indépendants, les constructeurs introduisent une deuxième anode accélératrice, placée devant l'anode de concentration, et maintenue à une tension constante.

13.5 ECRAN FLUORESCENT.

Spot lumineux. — Le fond du tube cathodique porte sur sa face interne une couche mince d'une substance *fluorescente*, substance qui possède la propriété d'émettre de la lumière lorsqu'elle est frappée par des électrons. Le point d'impact des électrons est ainsi repéré sur l'écran par l'apparition d'une p tite tache lumineuse, appelée *spot.*

Attention. — **On ne doit jamais laisser le spot longtemps immobile en un point de l'écran ;** le bombardement prolongé de ce point par les électrons détruirait la substance fluorescente.

Luminance du spot. — Elle croît :

— *Avec l'énergie cinétique des électrons incidents.* Celle-ci dépendant de la tension d'accélération suivant la relation $\frac{1}{2} mv^2 = eV_a$ (12.2), il s'ensuit que **le spot est d'autant plus lumineux que la tension d'accélération est plus élevée.** Sa luminance est à peu près proportionnelle à V_a^2.

— *Avec le nombre d'électrons frappant l'écran par seconde*, c'est-à-dire avec l'intensité du courant transporté par le faisceau. La luminance du spot est proportionnelle à cette intensité, on peut donc la commander par le Wehnelt (13.4).

Couleur du spot. — Elle dépend de la substance fluorescente. La couleur jaune-vert obtenue avec le silicate de zinc est préférable pour l'observation directe ; le bleu-violet du tungstate de calcium est plus actif pour la photographie.

Persistance du spot (ou *rémanence*). — La tache lumineuse subsiste un temps plus ou moins long après cessation de l'excitation de l'écran par le faisceau électronique.

Pour les écrans ordinaires au silicate de zinc, la luminance est réduite à 1 % de sa valeur maximale au bout de 0,05 s. Des écrans spéciaux donnent des rémanences de plusieurs dizaines de secondes.

La rémanence est une propriété précieuse car, associée à la persistance des impressions rétiniennes, elle permet d'observer l'ensemble de la trajectoire du spot sur l'écran.

Emission secondaire. — Le choc des électrons sur l'écran ne provoque pas seulement une émission de lumière ; *il donne aussi naissance à une émission d'électrons secondaires* (10.8).

Ces électrons secondaires sont collectés par l'anode A_2, et surtout par l'enduit conducteur de graphite déposé sur la paroi interne du cône et relié électriquement à A_2 (fig. 13-3).

L'écran fluorescent est généralement isolé des autres électrodes. C'est uniquement grâce à son émission secondaire qu'il ne se charge pas négativement malgré l'apport continu des électrons lancés par le canon ; **un équilibre finit par s'établir lorsque le courant secondaire émis devient égal au courant du faisceau incident.** Le potentiel de l'écran se fixe alors à une valeur très voisine de V_a.

Remarques. — 1. A l'intérieur du tube, le circuit électrique entre cathode et anode principale se referme par l'intermédiaire de l'émission secondaire d'écran.

2. L'enduit conducteur de graphite concourt à mettre au même potentiel toute la région située au-delà de l'anode A_2. Il sert également de blindage protégeant le tube contre l'action des champs extérieurs.

13.6 ALIMENTATION DU TUBE.

La figure 13-3 donne à titre indicatif un exemple de schéma d'alimentation de tube cathodique.

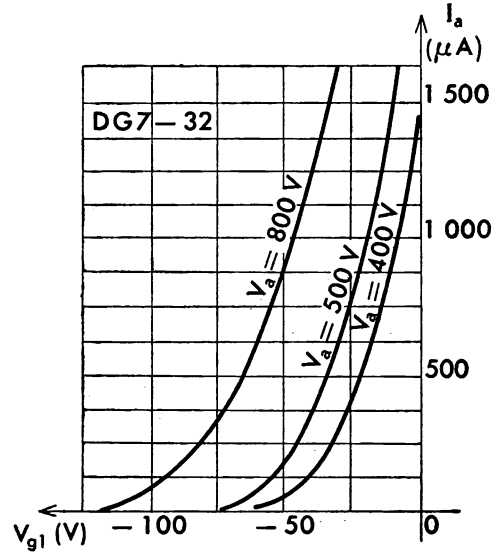


FIG. 13-8

Le + haute tension et l'anode d'accélération sont reliés à la masse de l'appareil, pour des raisons de sécurité : l'écran, partie du tube la plus proche de l'utilisateur, doit être au potentiel de la terre ; d'autre part, nous verrons que les plaques de déviation sont reliées à la deuxième anode, et il serait dangereux de manipuler leurs connexions si celles-ci n'étaient pas à la masse.

13.7 CARACTÉRISTIQUES STATIQUES.

Les plus intéressantes à connaître sont les caractéristiques $I_a(V_{g1})$, paramètre V_a (fig. 13-8). Elles sont analogues à celles d'un tube triode, mais avec des

intensités beaucoup plus faibles et des tensions plus fortes. On remarque encore l'existence d'une tension de blocage, dont la valeur dépend de la tension anodique.

13.8 DÉVIATION DU FAISCEAU ÉLECTRONIQUE.

Plaques de déviation. — Le faisceau d'électrons issu du canon traverse dans l'ordre (fig. 13-1) :

— *Une paire de plaques horizontales* D_1 D'_1 ; elles dévient le faisceau dans un plan vertical : ce sont les plaques de **déviation verticale,** ou plaques *Y*.

— *Une paire de plaques verticales* D_2 D'_2 ; elles dévient le faisceau dans un plan horizontal : ce sont les plaques de **déviation horizontale,** ou plaques *X*.

Un blindage, relié au dépôt conducteur, est disposé entre les deux paires de plaques afin d'éviter une influence mutuelle.

Etude expérimentale. — Utilisons un oscillographe dont les plaques sont accessibles. Réglons la concentration et la luminosité, et cadrons le spot au centre *C* de l'écran.

1. Appliquons une tension continue entre D_1 et D'_1 : nous observons un déplacement du spot suivant l'axe y' y, vers le haut ou vers le bas suivant que la plaque D_1 est positive ou négative par rapport à D'_1 (12.3).

En particulier pour une certaine tension U_1, le spot vient en un point M_1 d'ordonnée y (fig. 13-9 *a*).

2. Appliquons une tension continue entre D_2 et D'_2 : nous observons un déplacement du spot suivant l'axe x' x, vers la droite ou vers la gauche suivant que D_2 est positive ou négative par rapport à D'_2.

En particulier pour une certaine tension U_2, le spot vient en un point M_2 d'abscisse x (fig. 13-9 *b*).

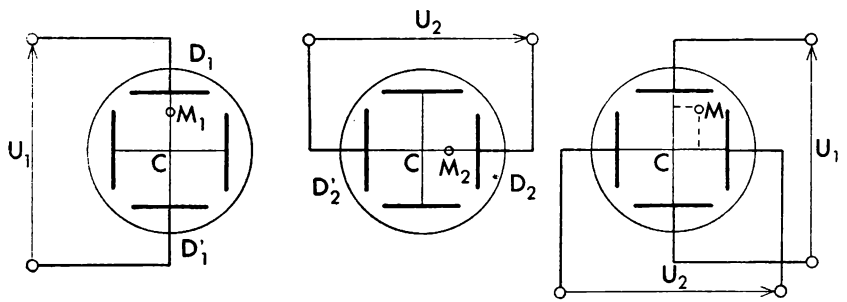


FIG. 13-9 (a, b et c)

3. Appliquons simultanément la tension U_1 sur les plaques *Y* et la tension U_2 sur les plaques *X* : le spot occupe une position $M(x, y)$ résultant des déplacements dus à chaque paire de plaques (fig. 13-9 *c*).

4. Faisons varier les tensions appliquées et mesurons les déplacements correspondants : nous constatons qu'il y a proportionnalité.

Calcul de la déviation (fig. 13-10). — Considérons l'une des paires de plaques et désignons par :

d l'écartement des plaques, supposées parallèles,
l leur longueur,
D leur distance à l'écran fluorescent,
V_d la tension de déviation.

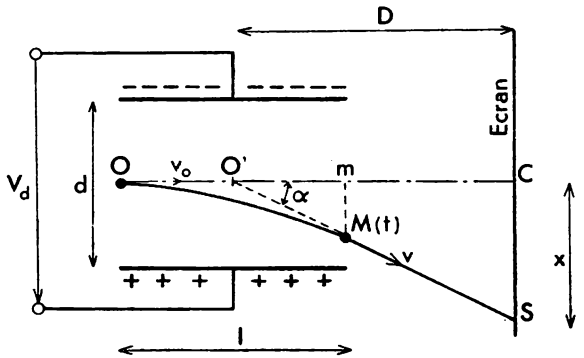


FIG. 13-10

Les électrons lancés par le canon arrivent en O avec une vitesse axiale v_0. Entre les plaques, ils traversent un champ uniforme E normal à ces plaques, et décrivent une trajectoire parabolique qui les amène en M avec une vitesse v inclinée d'un angle α sur l'axe. Nous savons (12.3) que cette inclinaison est donnée par l'expression

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{eEt}{mv_0},$$

dans laquelle e et m sont la charge et la masse de l'électron, et t le temps mis pour parcourir la distance l :

$$t = \frac{l}{v_0}, \quad \text{d'où} \quad \operatorname{tg} \alpha = \frac{eEl}{mv_0^2}.$$

Au delà de M, les électrons sortent du champ et ne sont donc plus soumis à aucune force. D'après le principe d'inertie, ils prennent alors un mouvement rectiligne uniforme de vitesse v et viennent frapper l'écran en S.

La déviation du spot par rapport au centre de l'écran est :

$$x = CS = O'C \operatorname{tg} \alpha = D. \frac{eEl}{mv_0^2}.$$

Introduisons maintenant la tension d'accélération V_a et la tension de déviation V_d. Nous avons :

$$\tfrac{1}{2} mv_0^2 = eV_a \qquad (12.2)$$

et

$$E = \frac{V_d}{d} \qquad (1.12) \ .$$

En reportant dans la formule donnant x, nous obtenons :

$$\boxed{x = \frac{lD}{2d} \cdot \frac{V_d}{V_a}} \ .$$

Discussion. — L'expression de la déviation nous montre que celle-ci est :

— **Proportionnelle à la tension de déviation :** c'est une propriété fondamentale du tube cathodique ; toutes ses utilisations en découlent.

— *Inversement proportionnelle à la tension d'accélération* ; on aurait donc avantage à employer de faibles tensions anodiques, mais il y a deux limitations :

a) La luminosité du spot deviendrait très faible (13-5).

b) Les vitesses des électrons n'étant plus suffisantes, le faisceau s'élargirait par suite de la répulsion électrostatique entre électrons : le spot ne serait plus ponctuel.

Pour obtenir quand même une bonne luminosité sans réduire la déviation, les constructeurs introduisent une électrode supplémentaire : **l'anode de post-accélération.** C'est un anneau de graphite appliqué sur la paroi interne du cône, à proximité de l'écran, et porté à un potentiel supérieur à celui de l'anode d'accélération ; ainsi le faisceau électronique ne prend sa vitesse définitive qu'*après* être passé entre les plaques de déviation.

— *Proportionnelle à la longueur des plaques et inversement proportionnelle à leur écartement* ; cependant les plaques ne doivent être ni trop longues ni trop rapprochées, sinon elles intercepteraient le faisceau. C'est d'ailleurs pour éviter ce risque que les plaques ne sont pas en réalité parallèles, mais évasées à leur sortie.

— *Proportionnelle à la distance des plaques à l'écran,* mais il y a limitation par l'encombrement du tube et par le danger d'élargissement du faisceau.

Sensibilité. — *La sensibilité de déviation électrique d'un tube cathodique est le quotient du déplacement du spot par la tension correspondante de déviation.*

$$s = \frac{x}{V_d} \ .$$

Elle s'exprime généralement en millimètres par volt ; **elle est de l'ordre de quelques dixièmes mm/V.**

La sensibilité est toujours plus faible pour les plaques X que pour les plaques Y, ces dernières étant plus éloignées de l'écran.

13.9 CONNEXIONS DES PLAQUES DE DÉVIATION.

Attaques symétrique et dissymétrique. — On dit que l'attaque est *symétrique* si toutes les plaques de déviation sont accessibles (fig. 13-11 *a*).

L'attaque est *dissymétrique* lorsque l'une des plaques de chaque paire est reliée, à l'intérieur même du tube, à la deuxième anode, donc à la masse ; la tension de déviation est appliquée entre l'autre plaque et la masse (fig. 13-11 *b*).

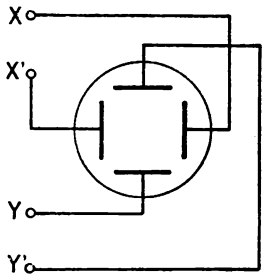


FIG. 13-11 (a)

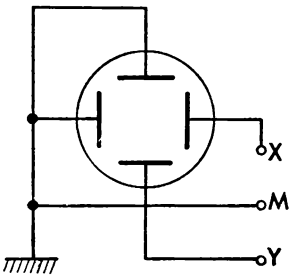


FIG. 13-11 (b)

L'attaque dissymétrique provoque de la distorsion. Désignons en effet par V_a la tension anodique et par V_d la tension de déviation appliquée à l'une des paires de plaques ; soient V le potentiel de la plaque accessible et V' celui de la plaque à la masse : $V' = V_a$ puisque l'anode est aussi à la masse, d'où $V = V_a + V_d$ (fig. 13-12). Nous voyons alors que la tension moyenne d'accélération des électrons n'est pas V_a, mais $V_a + \frac{V_d}{2}$. Il s'ensuit que la sensibilité de déviation, au lieu d'être une constante caractéristique du tube, devient une fonction de la tension de déviation, ce qui entraîne une déformation de la figure apparaissant sur l'écran (*distorsion en trapèze*).

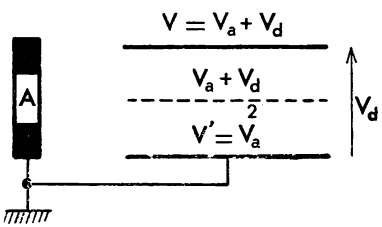


FIG. 13-12

Ce phénomène ne se produit pas avec une attaque symétrique, car dans ce cas le potentiel V se fixe à la valeur $V_a + \frac{V_d}{2}$, V' à $V_a - \frac{V_d}{2}$, et la tension moyenne $\frac{V + V'}{2}$ reste égale à V_a. Ce mode d'attaque est donc préférable ; il présente cependant un inconvénient : dans la pratique, la tension est appliquée aux plaques par l'intermédiaire d'un amplificateur, qui doit alors être du type symétrique, de réalisation plus compliquée.

Toutes les plaques doivent être reliées à la masse. — Soit directement, soit à travers de fortes résistances — afin que les condensateurs constitués par ces plaques puissent se décharger, sinon le spot ne reviendrait pas à sa position de repos.

La figure 13-13 *a* indique le montage utilisé pour un tube à attaque dissymétrique ; la tension de déviation est appliquée entre les bornes M et Y (ou X).

La figure 13-13 *b* correspond à une attaque symétrique ; la tension est appliquée entre les bornes X (ou Y) et X' (ou Y').

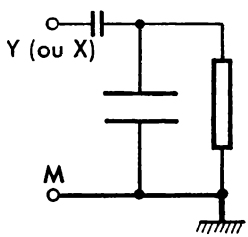


FIG. 13-13 (a)

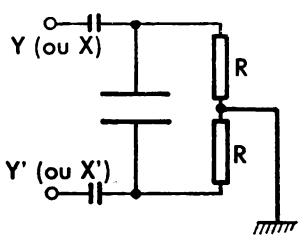


FIG. 13-13 (b)

Les résistances sont de l'ordre de 1 à 5 MΩ, pour ne pas charger le circuit aux bornes duquel on prélève la tension de déviation.

Centrage du spot. — Théoriquement, le spot se trouve au centre de l'écran si aucune tension n'est appliquée sur les plaques. En réalité, il faut toujours procéder à un léger réglage pour l'amener à cette position de repos.

Ce réglage consiste à appliquer des tensions continues variables sur les deux paires de plaques. L'une des tensions engendre des déviations dans le sens vertical, l'autre dans le sens horizontal : on peut donc déplacer le spot à volonté sur l'écran.

Les tensions sont fournies par des potentiomètres (fig. 13-14), manœuvrés par les boutons de centrage horizontal, ou cadrage X, et de centrage vertical, ou cadrage Y (fig. 14-2).

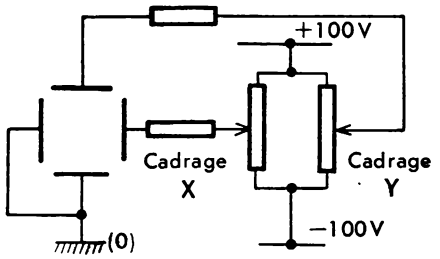


FIG. 13-14

En plus de leur utilité pour centrer le spot, ces dispositifs de cadrage facilitent parfois l'examen des images.

EXERCICES

13.1 *Analogie entre l'optique électronique et l'optique lumineuse.* Un cylindre A_1, fermé par une grille G_1, délimite un espace dont tous les points sont au même potentiel V_1. Une grille G_2, parallèle à G_1 et très proche de G_1, marque le début d'un second cylindre A_2 de potentiel $V_2 > V_1$ (fig. 13-15). La normale aux grilles

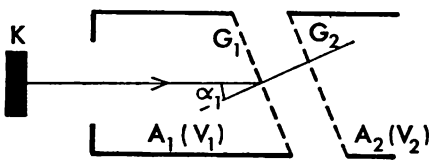


FIG. 13-15

fait un angle α_1 avec l'axe des cylindres. Une cathode K, prise pour origine des potentiels, émet des électrons (charge e, masse m) suivant l'axe et sans vitesse initiale.

a) Etudier leur trajectoire entre G_1 et G_2, puis à l'intérieur de A_2.

b) Calculer leurs vitesses v_1 et v_2 respectivement aux passages de G_1 et G_2.

c) Soit α_2 l'inclinaison du vecteur v_2 sur la normale à G_2 : montrer que l'on a

$$\sqrt{V_1} \sin \alpha_1 = \sqrt{V_2} \sin \alpha_2 .$$

Comparer avec la loi de Descartes relative à la réfraction des rayons lumineux.

13.2 D'après la forme des équipotentielles de la seconde lentille électrostatique d'un canon électronique (fig. 13-6), trouver l'allure des lignes de champ ; préciser le *sens* du vecteur champ.

Montrer que la force électrostatique agissant sur un électron du faisceau *tend*

à le rapprocher de l'axe du tube pendant qu'il traverse l'anode A_1, et au contraire à l'en écarter pendant la traversée de l'anode A_2. Pourquoi l'effet convergent de la première anode l'emporte-t-il sur l'effet divergent de la seconde ? (considérer les vitesses successives de l'électron).

13.3 Une plaque W, percée d'une ouverture circulaire, est disposée entre une cathode émissive plane K et une anode plane A (fig. 13-16). K est au potentiel zéro et A est portée à un potentiel V_a positif.

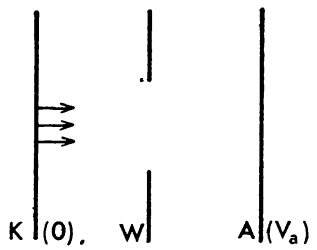


FIG. 13-16

La cathode émet un faisceau parallèle d'électrons, dirigé suivant l'axe du système.

a) On relie la plaque W à l'anode. Trouver qualitativement l'allure des équipotentielles entre K et A ; en déduire que la lentille formée par l'ensemble des trois électrodes a un effet divergent.

b) On relie W à la cathode. Trouver l'allure des équipotentielles, et montrer que la lentille a maintenant un effet convergent.

c) Reprendre le problème dans le cas où W est portée à un potentiel légèrement négatif. A quelle partie du canon électronique peut-on appliquer les résultats obtenus ici ?

13.4 La figure 13-17 donne un schéma d'alimentation du canon et de connexions des plaques d'un tube cathodique.

$R_1 = 150\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 300\ \text{k}\Omega$, $R_3 = 15\ \text{k}\Omega$, $R_4 = 30\ \text{k}\Omega$, $R_5 = R_6 = 2\ \text{M}\Omega$, $R_7 = 500\ \text{k}\Omega$; $P_1 = 25\ \text{k}\Omega$, $P_2 = 100\ \text{k}\Omega$, $P_3 = P_4 = 500\ \text{k}\Omega$.

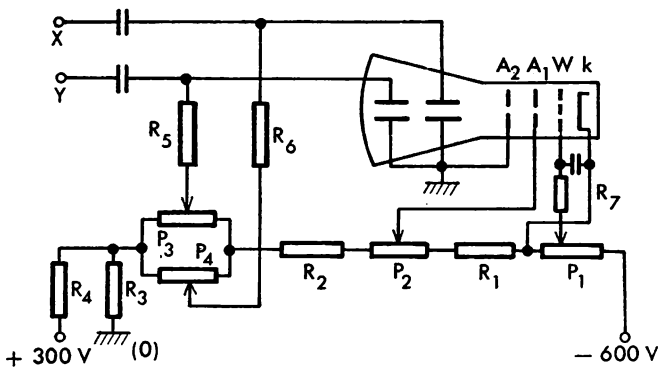


FIG. 13-17

Préciser le rôle de chacun des potentiomètres. Déterminer les courants dans les différentes résistances (on négligera les courants d'électrodes du tube). Calculer la tension d'accélération, ainsi que les valeurs limites entre lesquelles peuvent varier la tension V_{g1} du Wehnelt et la tension V_{a1} de l'anode de concentration.

De quelle plage de tension dispose-t-on sur chacune des paires de plaques pour le centrage du spot ?

13.5 Un faisceau électronique accéléré sous 2 000 V passe entre des plaques de déviation longues de 2 cm et distantes de 4 mm, situées à 20 cm de l'écran.

a) Calculer la vitesse d'impact des électrons sur l'écran.

b) Quelle est la déviation pour une tension de 2 V appliquée entre les plaques ?

13.6 Un pinceau d'électrons accélérés par une tension anodique de 1 500 V passe entre des plaques de déviation (longueur 2 cm, distance 0,5 cm), dont le centre est à 15 cm d'un écran fluorescent. On applique entre les plaques une tension continue de 100 V. Déterminer :

a) La vitesse des électrons à l'entrée des plaques, puis à la sortie. Conclusion ?

b) La vitesse des électrons à leur arrivée sur l'écran.

c) L'énergie reçue par l'écran par seconde si le courant de faisceau est égal à 500 μA.

d) La déviation angulaire du faisceau, et le déplacement du spot.

e) La sensibilité de déviation.

f) L'écartement des plaques est-il suffisant pour que celles-ci n'interceptent pas le faisceau ?

13.7 Dans un tube cathodique, la tension de la deuxième anode est 800 V, la longueur des plaques de déviation 3 cm et leur écartement 1 cm ; l'écran est à 20 cm du centre des plaques. On observe sur l'écran une déviation de 25 mm : quelle est la tension de déviation ?

13.8 La sensibilité des plaques d'un tube cathodique est 0,7 mm/V. Quelle est la longueur du segment lumineux qui apparaît sur l'écran lorsqu'on applique entre les plaques de déviation une D. D. P. sinusoïdale de 60 V efficaces ?

13.9 La sensibilité des plaques de déviation horizontale d'un tube cathodique est 0,28 mm/V ; celle des plaques de déviation verticale 0,43 mm/V. Au repos, le spot est au centre de l'écran ; déterminer sa position lorsqu'on applique une tension continue égale à 70 V sur les plaques X et une tension continue égale à 50 V sur les plaques Y.

Quelle est la figure lumineuse apparaissant sur l'écran si l'on attaque les plaques X par une tension $v_x = 86 \sin 314\,t$ volts, et les plaques Y par une tension $v_y = 56 \sin (314\,t + \pi/2)$ volts ?

13.10 *Déviation électromagnétique.* La déviation du faisceau électronique, dans un tube cathodique, peut être aussi produite par un champ magnétique, créé par des bobines (12.6).

Soit un faisceau électronique, entrant en O dans le champ magnétique, avec une vitesse initiale v, correspondant à une tension d'accélération V_a. L'induction magnétique B est uniforme et normale au plan de la figure (fig. 13-18), et agit sur une longueur l. L'écran est à une distance D du centre du champ.

a) Déterminer la trajectoire des électrons dans le champ et à la sortie du champ.

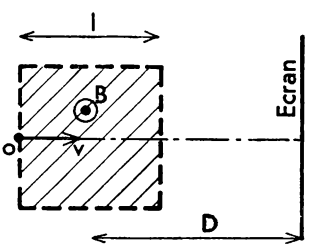


FIG. 13-18

b) Exprimer l'angle α de déviation du faisceau à sa sortie du champ, en fonction de l, B, v, e et m (charge et masse de l'électron).

c) Exprimer la déviation x du spot sur l'écran en fonction de l, B, D, e, m et V_a.

Application numérique : $D = 25$ cm, $l = 4$ cm, $V_a = 5\,000$ V. Calculer la sensibilité de déviation $s = x/B$.

13.11 Un pinceau d'électrons, accélérés par une tension de 2 000 V, passe entre les pôles d'une bobine de déviation créant sur 3 cm une induction magnétique de 0,001 T. Quelle est la déviation sur un écran fluorescent placé à 15 cm du centre de la bobine ?

CHAPITRE 14

OSCILLOGRAPHE CATHODIQUE

L'oscillographe cathodique est l'appareil de mesure qui utilise l'oscilloscope cathodique.

C'est pour l'électronicien un merveilleux outil, qui lui permet d'analyser avec finesse les phénomènes électriques. Ses applications sont fort nombreuses et fort variées, et la liste n'en est jamais close. Le présent chapitre a seulement pour objet une étude des principes de fonctionnement et d'emploi de cet appareil.

Toutes les applications de l'oscillographe découlent de la propriété fondamentale du tube cathodique : les déplacements du spot sont proportionnels aux tensions appliquées sur les plaques de déviation.

Les figures apparaissant sur l'écran s'appellent des oscillogrammes.

14.1 CONSTITUTION.

Un oscillographe comprend essentiellement les éléments suivants (voir schéma synoptique de la figure 14-1) :

— **Un tube cathodique :** c'est la pièce fondamentale de l'appareil.

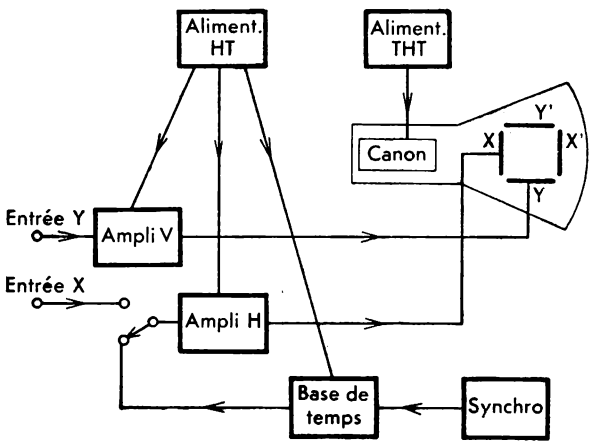


FIG. 14-1

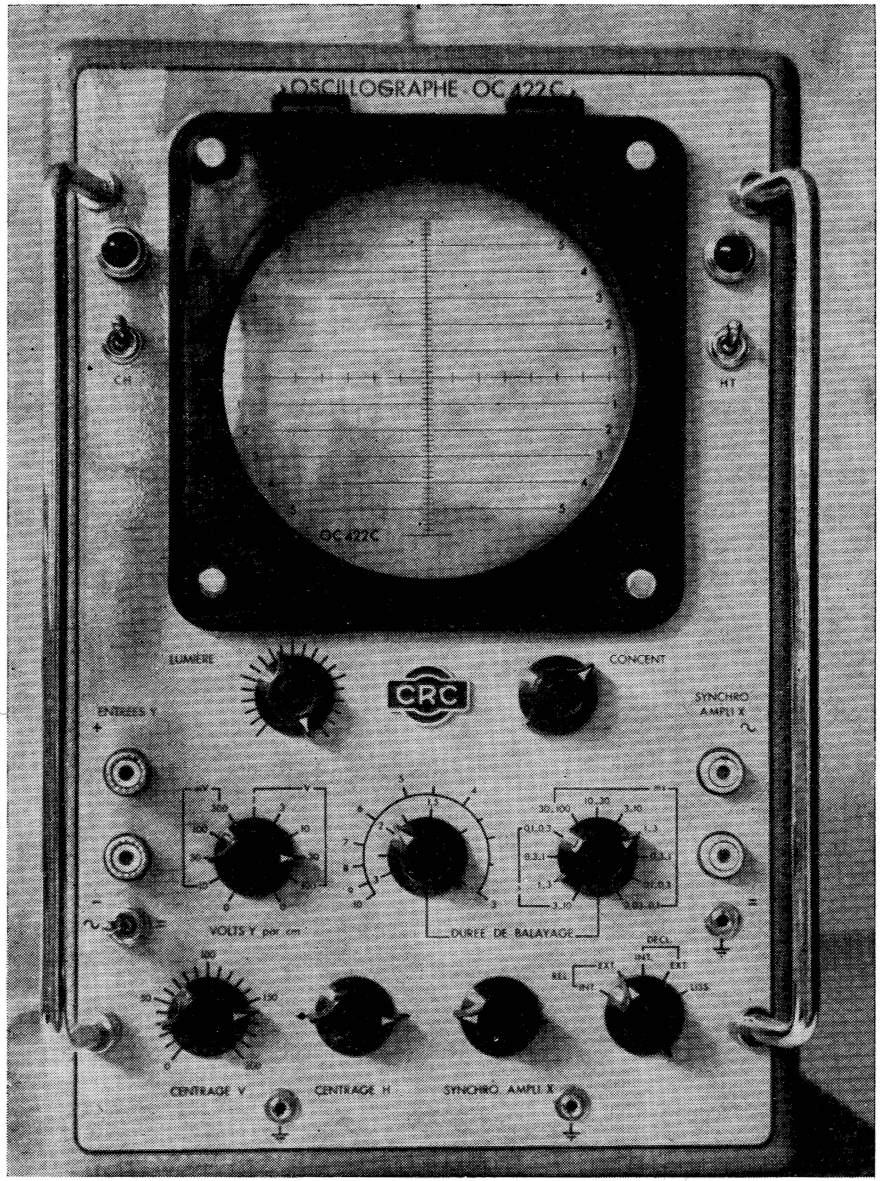

OSCILLOGRAPHE OC 422C
OC 422C
CH
HT
LUMIÈRE
CONCENT
CRC
ENTRÉES Y
SYNCHRO AMPLI X
VOLTS Y par cm
DURÉE DE BALAYAGE
CENTRAGE Y
CENTRAGE H
SYNCHRO AMPLI X

FIG. 14-2

— **Un amplificateur vertical,** ou *ampli Y* : la sensibilité verticale d'un tube cathodique n'étant que de quelques dixièmes de millimètre par volt, il faut disposer sur les plaques *Y* de tensions relativement élevées pour observer des déviations appréciables.

Exemple : Si $s = 0{,}25$ mm/V, une déviation de 2,5 cm nécessite une tension de 100_4V.

Souvent les tensions étudiées sont trop faibles ; on augmente alors leur valeur à l'aide d'un dispositif électronique amplificateur, dont l'amplification, ou gain, est généralement réglable de façon continue par potentiomètre.

Ce gain doit être indépendant de la fréquence du signal transmis, afin que la forme d'onde de la tension étudiée soit restituée fidèlement sur les plaques : on exige de l'amplificateur vertical une large bande passante.

Un *atténuateur d'entrée* précède l'amplificateur. Il a pour but de réduire à un niveau convenable la tension étudiée dans le cas où celle-ci serait au contraire trop forte ; l'atténuation est étalonnée et réglable par bonds.

— **Un amplificateur horizontal,** ou *ampli X*, ayant même fonction que l'amplificateur *Y*, mais vis-à-vis des plaques de déviation horizontale ; son gain est aussi réglable.

— **Deux alimentations continues :** une alimentation haute tension pour les amplificateurs, et une très haute tension pour le tube cathodique, obtenues par redressement du secteur.

— **Une base de temps,** ou *générateur de balayage linéaire*, délivrant une tension *en dents de scie*, dont nous verrons l'usage au paragraphe 14.2, et son dispositif de synchronisation (14.3).

La fréquence, et souvent l'amplitude, de la tension de balayage sont réglables par des potentiomètres.

L'ensemble de tous les éléments composant l'oscillographe est enfermé dans un coffret métallique. L'écran du tube cathodique, les bornes d'entrées *X* et *Y* et les différents boutons de réglage sont groupés sur la platine avant de ce coffret (fig. 14-2).

Entrée en continu ou en alternatif. — Les amplificateurs à large bande laissent passer les composantes continues des tensions étudiées. Dans certains cas, cependant, il est utile de pouvoir éliminer ces composantes ; on y parvient en introduisant un condensateur, d'environ 0,1 μF, à l'entrée de l'amplificateur. Ce condensateur est mis en service par un commutateur (fig. 14-3).

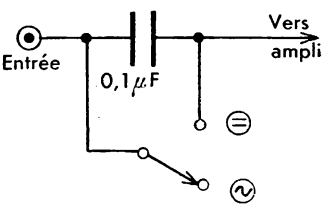


FIG. 14-3

14.2 BALAYAGE LINÉAIRE.

L'une des applications les plus intéressantes de l'oscillographe est l'étude des variations ***périodiques*** *d'une tension électrique en fonction du temps. L'emploi d'un balayage linéaire permet de faire apparaître sur l'écran la courbe représentative de ces variations, autrement dit la forme d'onde de la tension.*

Tension périodique sur les plaques Y.

Expérience. — Au repos, cadrons le spot au centre de l'écran ; puis, *sans mettre en service le générateur de balayage*, appliquons la tension alternative du secteur sur les plaques de déviation verticale, directement ou par l'intermédiaire de l'amplificateur. Nous observons sur l'écran un segment lumineux vertical (fig. 14-4 *a*).

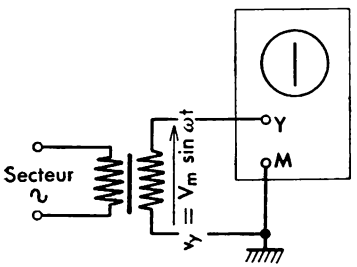


FIG. 14-4 (a)

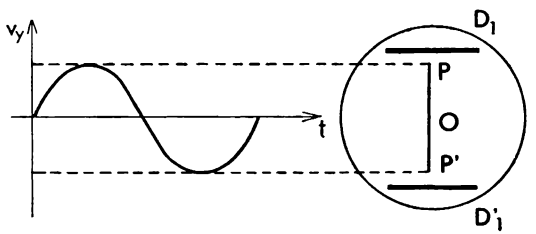


FIG. 14-4 (b)

Interprétation (fig. 14-4 *b*). — Sous l'influence de la tension sinusoïdale de déviation, le spot part du centre *O* de l'écran et se déplace d'abord jusqu'à une position extrême *P* correspondant à la valeur maximale de la tension. Il repasse ensuite en *O*, pour descendre jusqu'à une autre position extrême *P'*, symétrique de *P* par rapport à *O*, et correspondant à la valeur minimale de la tension. Il revient en *O* à la fin de la période, et le cycle recommence.

Ces déplacements se font uniquement suivant l'axe vertical, puisqu'aucune tension n'est appliquée sur les plaques *X*. Le cycle s'accomplit en 1/50 de seconde : l'œil ne peut donc pas distinguer les positions successives du spot, mais, par suite de la persistance des impressions rétiniennes et de la rémanence, on observe *l'ensemble* de la trajectoire, ici un segment vertical *PP'*.

Tension de balayage. — Le problème est d'*étaler* horizontalement sur l'écran les déplacements du spot de façon à faire apparaître la forme d'onde de la tension v_y.

Pour cela, il faut imprimer au spot un déplacement horizontal **proportionnel au temps** ; on y parvient en appliquant sur les plaques *X* une tension v_x croissant linéairement avec le temps.

Ce déplacement horizontal, ou *balayage*, se fait généralement de la gauche vers la droite de l'écran. Une fois le spot arrivé à l'extrémité droite, il est nécessaire de le renvoyer vers la gauche en un temps aussi court que possible, afin que le balayage suivant commence sans qu'il y ait eu interruption dans l'examen de la tension étudiée.

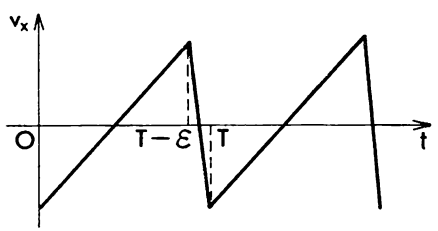


FIG. 14-5

Ce retour rapide du spot s'obtient par un retour presque instantané de la tension v_x à sa valeur initiale.

D'où la forme d'onde de la tension que doit délivrer le générateur de balayage (fig. 14-5) : c'est une **tension en dents de scie.**

— De 0 à $T - \varepsilon$: déplacement du spot de gauche à droite, à vitesse constante.

— De $T - \varepsilon$ à T : retour très rapide de droite à gauche.

La fréquence de la tension de balayage est réglable : par bonds et réglage fin continu. Souvent, l'amplitude de la dent de scie est aussi réglable.

Expérience. — Cadrons au repos le spot au centre de l'écran ; puis, *sans appliquer de tension sur les plaques Y*, mettons en service le générateur de balayage : nous observons un segment lumineux horizontal appelé *ligne de balayage* ; ce segment est l'impression d'ensemble produite par les déplacements très rapides du spot.

Réglons la fréquence de balayage à une valeur très basse : quelques hertz. Nous distinguons alors nettement les allers lents du spot, à vitesse constante, et les retours très rapides.

Nous constatons que le réglage d'amplitude agit sur la longueur de la ligne de balayage, et que le réglage de fréquence agit sur la vitesse de déplacement du spot.

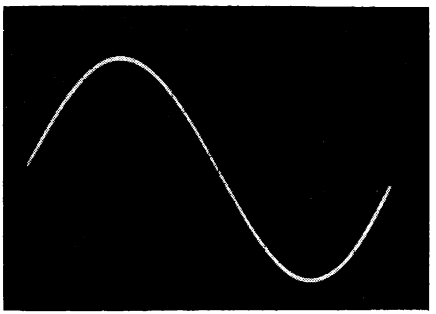


FIG. 14-6

Formation de l'oscillogramme.

Expérience. — Appliquons simultanément la tension alternative du secteur sur les plaques *Y* et la tension en dents de scie sur les plaques *X*. Réglons la fréquence du balayage à 50 Hz : nous voyons apparaître sur l'écran une période de la tension du secteur (fig. 14-6).

Interprétation graphique. — A tout instant, la position du spot résulte des déplacements dus aux tensions appliquées sur les deux paires de plaques. La figure 14-7 montre le mécanisme de formation de l'image.

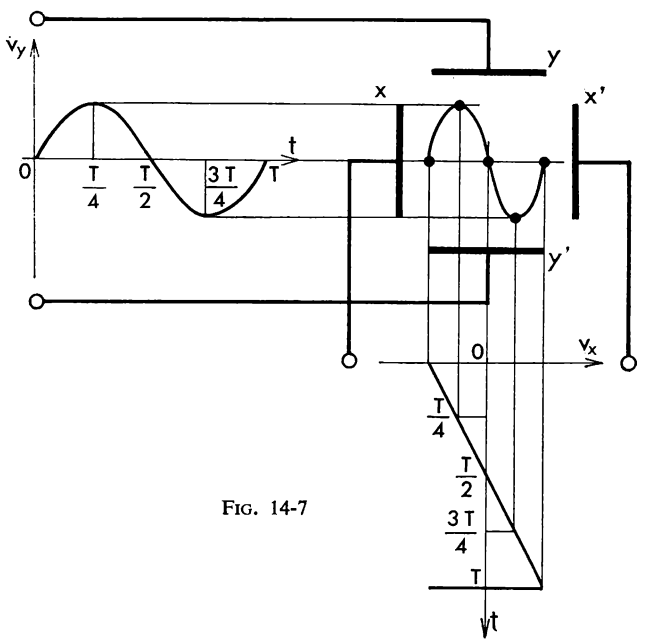


FIG. 14-7

Remarques. — 1. Dans l'exemple que nous venons de considérer, le spot commençait son balayage à gauche de l'écran au moment précis où la tension v_y s'annulait. En fait, cette coïncidence se produit assez rarement, et l'oscillogramme débute en un point quelconque de la courbe $v_y = f(t)$.

2. Nous avons raisonné sur le cas d'une tension sinusoïdale appliquée en *Y*. Le principe de formation de l'oscillogramme reste le même quelle que soit la forme d'onde de la tension étudiée.

14.3 STABILITÉ DE L'OSCILLOGRAMME.

Expérience. — Reprenons l'expérience précédente, mais en réglant le balayage à une fréquence légèrement différente de celle du secteur. Nous observons alors sur l'écran une sinusoïde *qui se déplace* d'autant plus vite que l'écart des fréquences est plus grand ; pour un écart trop important, on n'aperçoit plus qu'une image confuse.

Ces phénomènes sont dus au fait que les courbes décrites par le spot pendant les balayages successifs de l'écran ne se superposent plus, ainsi que le montre la figure 14-8 pour laquelle on a supposé que la période du balayage est égale aux 7/8 de la période de la tension analysée.

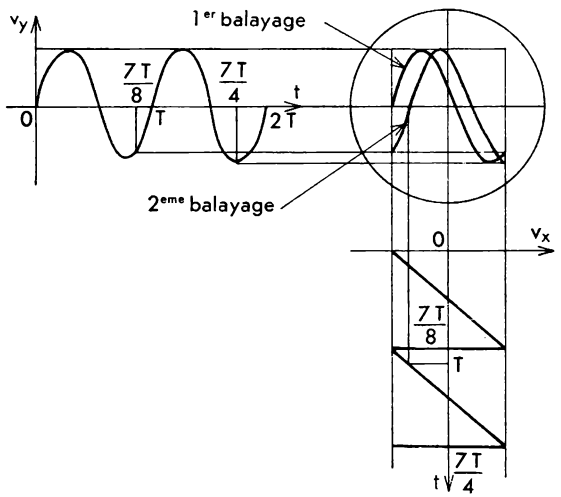


FIG. 14-8

Conclusion. — Pour obtenir un oscillogramme stable, la fréquence f_x du balayage doit être égale à la fréquence f_y de la tension analysée, ou plus généralement en être un sous-multiple entier.

$$\boxed{f_x = \frac{f_y}{n},\ n = \text{entier} \geqslant 1}\ .$$

Sur l'écran apparaissent n périodes du phénomène étudié.

Exemple : figure 14-9 ; $f_x = \frac{f_y}{2}$.

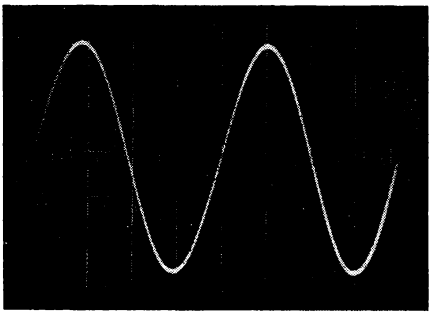


FIG. 14-9

Synchronisation. — Il est difficile d'assurer rigoureusement l'égalité $f_x = \frac{f_y}{n}$, car la fréquence de la base de temps est sujette à de légères variations spontanées, dues par exemple à des sautes dans la tension du secteur d'alimentation ; de même la tension étudiée peut ne pas être stable en fréquence. Il s'ensuit qu'il serait pratiquement impossible d'immobiliser l'oscillogramme sans l'emploi d'un dispositif de synchronisation.

Celui-ci *asservit* la fréquence des dents de scie à la fréquence du phénomène à observer, c'est-à-dire qu'il agit sur f_x de façon à la rendre toujours égale à f_y/n. Le principe consiste à commander le générateur de balayage par des signaux provenant de la tension étudiée ; il faut cependant que la fréquence de balayage ait déjà été ajustée très près de la valeur convenable.

L'amplitude des signaux de synchronisation est dosée par un potentiomètre. *On doit toujours chercher à immobiliser l'image avec le moins de synchronisation possible.*

Balayage déclenché. — Le mode de balayage que nous venons d'étudier est appelé balayage *relaxé* ; il convient pour l'observation des phénomènes *périodiques*.

Pour examiner des phénomènes *sporadiques* ou à caractère d'*impulsion*, on se sert d'un balayage *déclenché*. Dans ce type de base de temps, le spot est en attente, habituellement à l'extrémité gauche de l'écran ; c'est le phénomène lui-même qui, au moment de son apparition, déclenche le spot.

14.4 RETOUR DU SPOT.

Nous avons admis jusqu'ici que le spot revenait instantanément à gauche de l'écran en fin de balayage. En réalité, la tension en dents de scie ne retombe pas instantanément à sa valeur initiale ; il existe un temps de retour du spot : ε, très petit, mais non nul (fig. 14-5).

Conséquence. — L'oscillogramme ne comprend jamais un nombre exactement entier de périodes du phénomène étudié, car une partie du temps est consacrée au retour du spot.

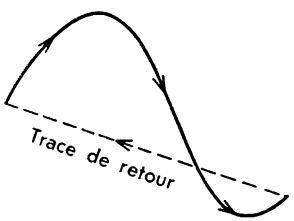


FIG. 14-10

Exemple. — La figure 14-10 indique la forme de l'oscillogramme qu'on obtiendrait en développant une période d'une tension sinusoïdale par une tension en dent de scie dont le temps de retour représenterait le $\frac{1}{8}$ de la période. On remarque le même phénomène, quoique très peu prononcé, sur les clichés 14-6 et 14-9.

Généralement, la trace de retour est beaucoup moins brillante que l'oscillogramme proprement dit parce

qu'elle est parcourue par le spot à une vitesse beaucoup plus grande. Sa présence peut cependant être gênante, il est donc préférable de la rendre invisible. On y parvient en appliquant une forte tension négative sur le Wehnelt pendant le retour du spot : le tube cathodique se bloque, l'écran n'est plus excité.

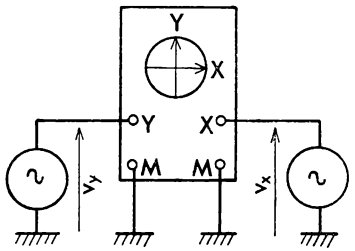


FIG. 14-11

14.5 FIGURES DE LISSAJOUS.

Appliquons une tension **sinusoïdale** en X :

$$v_x = V_m \sin \omega t ,$$

et une tension **sinusoïdale** en Y :

$$v_y = V'_m \sin (\omega' t + \varphi)$$

(fig. 14-11).

Repérons la position du spot sur l'écran à l'aide d'un système d'axes rectangulaires xOy, O étant le centre de l'écran. Comme les déplacements du spot sont proportionnels aux tensions d'attaques, nous avons :

$$x = a \sin \omega t ,$$
$$y = b \sin (\omega' t + \varphi) .$$

La valeur de a dépend de l'amplitude V_m, du gain de l'amplificateur horizontal et de la sensibilité des plaques XX'. La valeur de b dépend de l'amplitude V'_m, du gain de l'amplificateur vertical et de la sensibilité des plaques YY'.

L'oscillogramme obtenu dans ces conditions s'appelle *figure de Lissajous* ; son aspect dépend :

— des pulsations ω et ω', c'est-à-dire des fréquences f_x et f_y

$$\left(f_x = \frac{\omega}{2\pi} , \quad f_y = \frac{\omega'}{2\pi} \right) ,$$

— du déphasage φ entre v_x et v_y,

— des amplitudes a et b.

Au cours du temps, x varie entre $-a$ et $+a$, y varie entre $-b$ et $+b$. Les courbes sont donc inscrites dans un rectangle de hauteur $2b$ et de base $2a$.

Notons bien que, dans cet emploi de l'oscillographe, *on ne met pas en service la base de temps.*

14.6 MESURE DES DÉPHASAGES.

Considérons le cas où les deux tensions v_x et v_y sont de **même fréquence** : $x = a \sin \omega t$; $y = b \sin (\omega t + \varphi)$. Etudions l'influence du déphasage sur la figure de Lissajous.

Tensions en phase ($\varphi = 0$).

Expérience (fig. 14-12). — **La figure est un segment de droite de pente positive** (fig. 14-13).

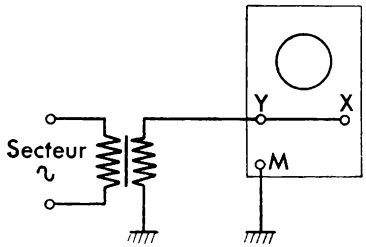


FIG. 14-12

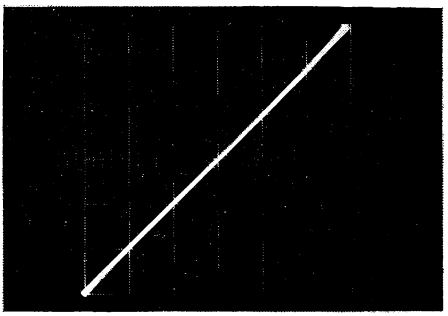


FIG. 14-13

Nous avons ici : $x = a \sin \omega t$; $y = b \sin \omega t$.

D'où nous tirons : $y = \frac{b}{a} x$, équation d'une droite à pente positive.

Cas particulier : $a = b$; le spot se déplace suivant la première bissectrice.

Tensions en opposition de phase ($\varphi = \pi$).

Expérience (fig. 14-14). — **La figure est un segment de droite de pente négative** (fig. 14-15).

Nons avons maintenant $x =$ $\sin \omega t$ et $y = -b \sin \omega t$; d'où $y = -\frac{b}{a} x$, équation d'une droite à pente négative.

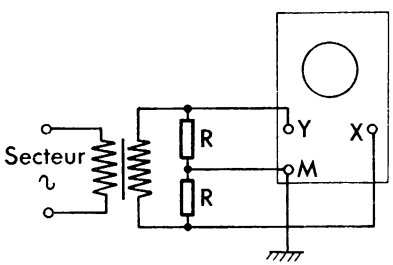


FIG. 14-14

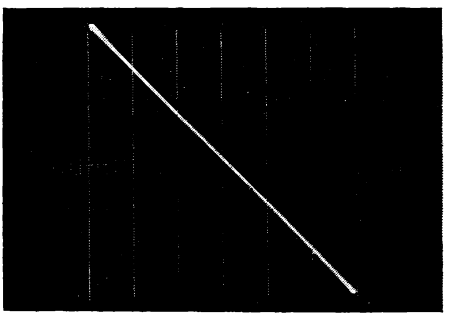


FIG. 14-15

Cas particulier : $a = b$; le spot se déplace suivant la deuxième bissectrice.

Tensions en quadrature ($\varphi = \frac{\pi}{2}$).

Expérience (fig. 14-16). — **La figure est une ellipse dont les axes coïncident avec ceux de l'écran** ; pour un réglage convenable des amplitudes, cette ellipse se transforme en **cercle** (fig. 14-17).

Nous avons $x = a \sin \omega t$; $y = b \sin (\omega t + \frac{\pi}{2}) = b \cos \omega t$. On démontre en mathématiques que ce sont les équations paramétriques d'une ellipse d'axes $x'x$ et $y'y$.

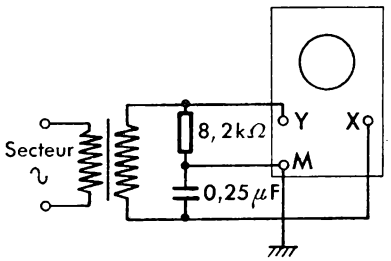


FIG. 14-16

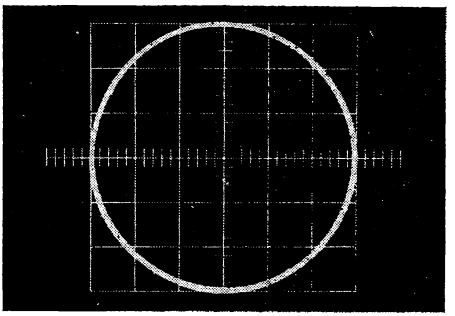


FIG. 14-17

Cas particulier : $a = b$. Elevons au carré et additionnons membre à membre, nous obtenons : $x^2 + y^2 = a^2$, équation d'un cercle de centre O et rayon a.

Déphasage quelconque.

Expérience. — *a*) figure 14-18 : $0 < \varphi < \frac{\pi}{2}$. **La figure est une ellipse dont le grand axe est situé dans les premier et troisième quadrants** (fig. 14-19).

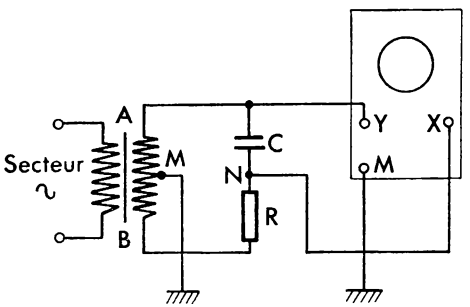


FIG. 14-18

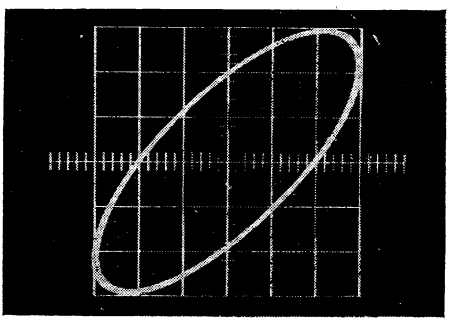


FIG. 14-19

b) En permutant R et C : $-\frac{\pi}{2} < \varphi < 0$. **La figure est une ellipse dont le grand axe est situé dans les deuxième et quatrième quadrants** (fig. 14-20).

Nous avons $x = a \sin \omega t$; $y = b \sin (\omega t + \varphi)$. On démontre en mathématiques que ce sont les équations paramétriques d'une ellipse.

Cas particulier : $a = b$; les axes de l'ellipse sont alors confondus avec les axes du carré de côté $2a$.

Détermination du déphasage (fig. 14-21). — Le point B de l'oscillogramme a une abscisse nulle :

$$a \sin \omega t = 0 , \quad \text{soit} \quad \omega t = 0 .$$

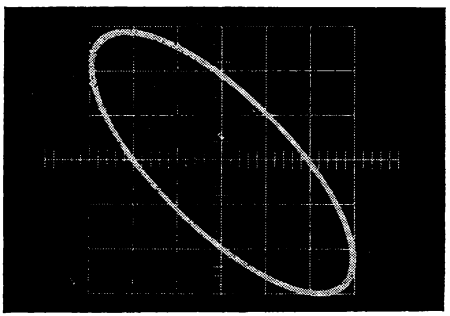


FIG. 14-20

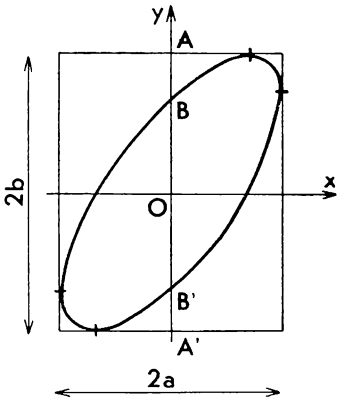


FIG. 14-21

Nous en déduisons la valeur de son ordonnée OB :

$$OB = b \sin \varphi .$$

Comme d'autre part $OA = b$, nous en tirons :

$$\boxed{\sin \varphi = \frac{OB}{OA} = \frac{BB'}{AA'}} .$$

En résumé, nous voyons que les courbes de Lissajous permettent de mesurer le déphasage entre deux tensions sinusoïdales de même fréquence.

Remarque. — Il est indispensable que les circuits de l'oscillographe n'introduisent pas eux-mêmes de déphasages ; par conséquent, dans le cas fréquent où l'on doit passer par l'intermédiaire des amplificateurs horizontal et vertical, il faut s'assurer au préalable que ces amplis ont un déphasage nul.

14.7 COMPARAISON DE FRÉQUENCES.

Envisageons le cas général où la figure de Lissajous est formée à partir de deux tensions sinusoïdales v_x et v_y de **fréquences f_x et f_y différentes.**

Nous supposerons cependant ces fréquences **commensurables,** ce qui signifie que l'on peut trouver deux nombres entiers p et q tels que $pf_x = qf_y$.

Expérience (fig. 14-11) : $f_x = 50$ Hz et $f_y = 100$ Hz, ce qui correspond à $p = 2$ et $q = 1$. Nous obtenons une courbe de Lissajous présentant deux points de contact avec une tangente horizontale et un point de contact avec une tangente verticale (fig. 14-22).

Interprétation graphique ($f_y = 2f_x$). — Pour simplifier, supposons les amplitudes égales et les phases à l'origine nulles :

$$x = a \sin \omega t \; ; \quad y = a \sin 2\,\omega t \, .$$

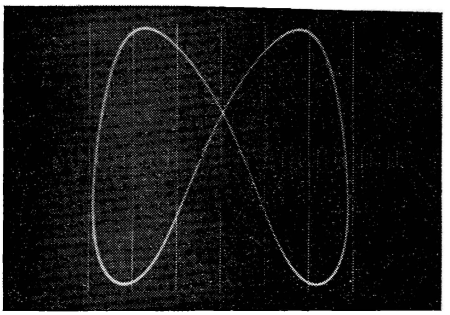


FIG. 14-22

Posons $\omega t = \alpha$, et traçons les courbes $y(\alpha)$ et $x(\alpha)$ pour α variant de 0 à $2\,\pi$. A l'aide de lignes de rappel, nous établissons point par point la trajectoire du spot (fig. 14-23).

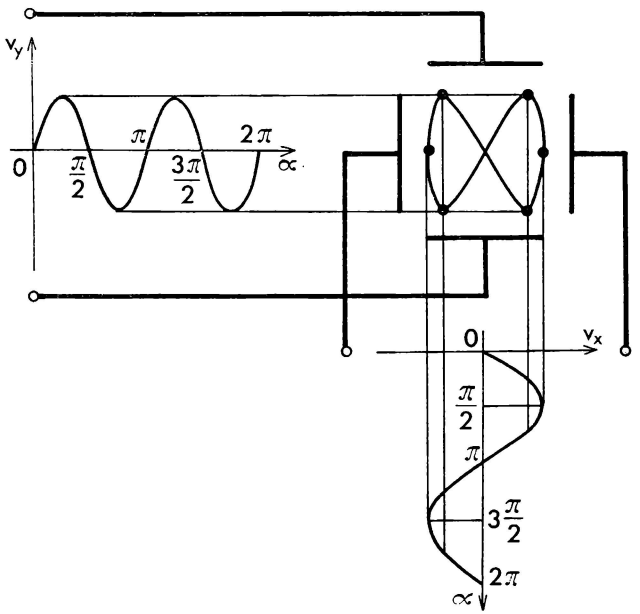


FIG. 14-23

Règle générale. — Lorsque les fréquences sont commensurables : $pf_x = qf_y$, la figure de Lissajous est une courbe fermée qui a p points de contact avec une tangente horizontale et q points de contact avec une tangente verticale.

Exemple (fig. 14-24 *a*) : $p = 5$, $q = 2$.

Application. — Si l'une des fréquences est connue, délivrée par un générateur étalonné, le décompte des points de contact permet de mesurer l'autre fréquence.

Influence du déphasage. — Pour un rapport p/q donné, l'aspect de l'oscillogramme dépend encore du déphasage entre les tensions v_x et v_y. Des superpositions de boucles peuvent se produire pour certaines valeurs de φ, qui risquent d'induire en erreur dans la comparaison des fréquences.

Exemple. — Pour un même rapport $p/q = 5/2$, comparer les figures 14-24 *b* et 14-24 *c* à la figure 14-24 *a*.

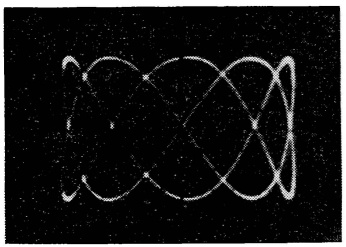


FIG. 14-24 (a)

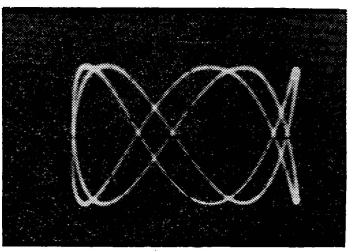


FIG. 14-24 (b)

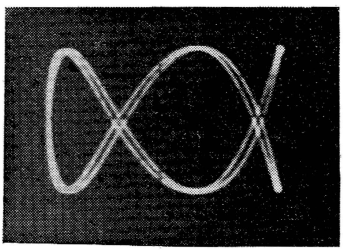


FIG. 14-24 (c)

14.8 OSCILLOGRAPHES BICOURBES.

Il est souvent intéressant de pouvoir examiner **simultanément** sur un même écran les oscillogrammes de **deux tensions différentes** $v_1(t)$ et $v_2(t)$; on utilise pour cela un oscillographe bicourbe (fig. 14-25).

Il existe deux types d'oscillographes bicourbes, suivant que les oscillogrammes sont tracés par deux faisceaux distincts ou par un seul faisceau. Le premier type nécessite des tubes cathodiques spéciaux ; le second emploie un tube ordinaire auquel on adjoint un *commutateur*.

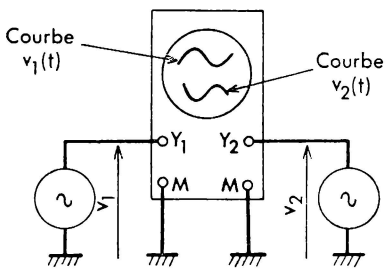


FIG. 14-25

Tubes à double faisceau. — On distingue :

— Des tubes dans lesquels les deux faisceaux sont créés par deux canons à électrons indépendants.

— Des tubes ne comportant qu'un seul canon, à la sortie duquel le faisceau est divisé en deux par une plaque horizontale portée au potentiel de l'anode A_2.

Quel que soit leur mode de création, chacun des deux faisceaux passe entre des plaques de déviation verticale : plaques Y_1 Y_1', attaquées par la tension v_1, pour le premier faisceau ; plaques Y_2 Y_2', attaquées par la tension v_2, pour le second faisceau ; puis entre les plaques de déviation horizontale produisant le balayage.

Commutateur électronique. — Ce dispositif permet de transformer tout oscillographe à simple trace en bicourbe.

Principe de fonctionnement (fig. 14-26) : le commutateur bloque alternativement les amplificateurs. Les plaques Y sont donc soumises alternativement à la tension v_1 et à la tension v_2 ; en conséquence, le spot trace alternativement les courbes $v_1(t)$ et $v_2(t)$ (fig. 14-27).

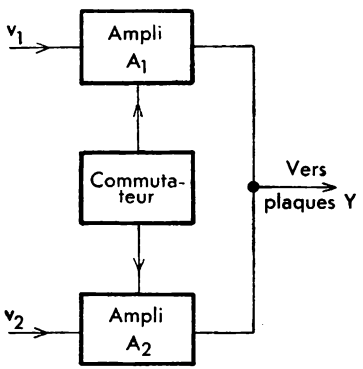


FIG. 14-26

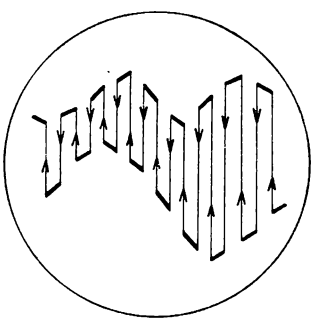
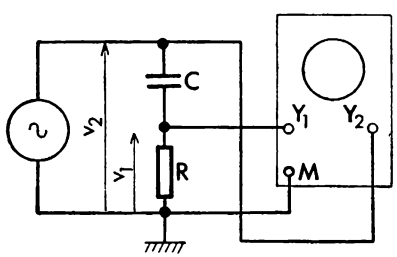


FIG. 14-27

Grâce à la persistance, l'observateur voit l'ensemble des deux courbes sans distinguer le découpage. La fréquence de ce découpage est réglable par des potentiomètres.

Mesure d'un déphasage.

Expérience (fig. 14-28) : Appliquons deux tensions sinusoïdales de même fréquence, mais déphasées d'un angle φ, à l'entrée des deux voies d'un oscillographe bicourbe. Centrons les deux oscillogrammes sur la même ligne de balayage, et réglons les gains pour obtenir des amplitudes égales sur l'écran.



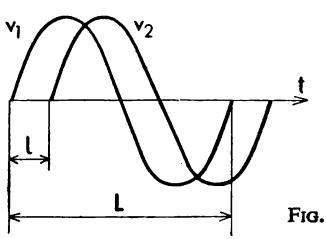


FIG. 14-28

Détermination de φ. — Le déphasage se déduit du décalage entre les deux courbes.

La longueur L est décrite en un temps $T = \frac{2\pi}{\omega}$,

la longueur l est décrite en un temps $t = \frac{\varphi}{\omega}$,

d'où :

$$\varphi \text{ (rd)} = 2\pi \frac{l}{L}.$$

EXERCICES

14.1 Reconnaître sur la figure 14-2 les différents boutons de réglage, interrupteurs et bornes. Préciser le rôle de chacun d'eux.

14.2 Comment opérerez-vous pour observer la forme d'onde d'un courant ?

14.3 L'écran d'un oscillographe a un diamètre égal à 70 mm. La sensibilité de déviation horizontale du tube est 0,2 mm/V, et sa sensibilité verticale 0,3 mm/V.

a) Déterminer quelle doit être l'amplitude de la dent de scie délivrée par la base de temps pour que la ligne de balayage occupe tout l'écran.

b) On attaque les plaques Y par une tension sinusoïdale de fréquence 1 000 Hz. Calculer la fréquence de balayage permettant d'observer trois périodes complètes ; quelle est la vitesse de balayage correspondante ?

c) Si cette tension sinusoïdale est de valeur efficace 1 V, calculer le gain de l'amplificateur vertical pour obtenir une image haute de 6 cm.

14.4 Un tube cathodique a pour sensibilités $s_H = 0{,}16$ mm/V ; $s_V = 0{,}25$ mm/V.

a) Dessiner avec soin, à l'échelle 1, l'oscillogramme obtenu en appliquant sur les plaques Y une tension sinusoïdale d'amplitude 100 V, fréquence 60 kHz, et sur les plaques X une tension en dents de scie d'amplitude 400 V, fréquence 20 kHz, $\varepsilon = \frac{T}{5}$ (fig. 14-5). On supposera que le spot commence son balayage à gauche de l'écran au moment où la tension sinusoïdale passe par son maximum.

b) Donner l'équation de la tension de balayage en fonction du temps.

c) Exprimer la vitesse de balayage en durée de temps par unité de longueur : — à l'aller — au retour du spot.

14.5 Un générateur de balayage délivre une tension en dents de scie présentant un défaut de linéarité. On a trouvé les valeurs suivantes :

Temps (ms)	0	1	2	3	4	5
Tension (V)	0	86	144	192	218	240

Trouver, à l'aide d'une construction point par point, l'aspect de l'oscillogramme obtenu en appliquant sur les plaques Y une tension sinusoïdale de fréquence triple de celle du balayage.

14.6 On appelle f_y la fréquence d'une tension sinusoïdale appliquée sur les plaques Y ; f_x la fréquence de la tension de balayage linéaire. Montrer, par une construction graphique, le mécanisme de formation de l'image, et indiquer l'aspect de l'oscillogramme dans chacun des cas suivants :

$$f_x = \frac{f_y}{2}\,;\quad f_x = \frac{f_y}{3}\,;\quad f_x = \frac{2}{3}f_y\,;\quad f_x = 2f_y\,;\quad f_x = 3f_y\,;\quad f_x = \frac{3}{2}f_y\,.$$

Les courbes obtenues sont-elles stables ?

14.7 *L'oscilloscope voltmètre de crête.* Un voltmètre magnéto-électrique à redresseurs, du type contrôleur, permet-il de mesurer la valeur maximale d'une tension dans les différents cas suivants :

— Tension sinusoïdale 50 Hz.
— Tension sinusoïdale 500 kHz.
— Tension alternative non sinusoïdale 50 Hz.
— Tension alternative non sinusoïdale 500 kHz.

Peut-on faire ces mesures avec un oscillographe ?

Application : disposant du matériel suivant : un contrôleur, un oscillographe, une source de tension sinusoïdale, une source de tension rectangulaire, exposez en détail comment vous opérerez pour mesurer l'amplitude de la tension rectangulaire.

14.8 Montrer, par une construction graphique, le mécanisme de formation du cercle sur l'écran lorsqu'on applique en X et en Y deux tensions sinusoïdales de même fréquence et en quadrature.

14.9 Sachant que dans le montage de la figure 14-18, on a $C = 3\ \mu F$, déterminer la valeur de R avec laquelle on a obtenu l'oscillogramme de la figure 14-20.

14.10 On forme une figure de Lissajous à l'aide de deux tensions sinusoïdales de même fréquence déphasées d'un angle φ. Les réglages sont tels que la figure s'inscrit dans un carré. Dessiner avec précision les aspects successifs de l'oscillogramme lorsque φ croît de 0 à 2π, par bonds de $\frac{\pi}{4}$.

14.11 Comment opéreriez-vous pour vérifier que les amplificateurs vertical et horizontal d'un oscillographe n'introduisent pas de déphasage ?

14.12 *Pont déphaseur.* On utilise souvent le montage de la figure 14-18 pour obtenir un déphasage réglable à volonté entre deux tensions. Un transformateur avec secondaire AB à point milieu M alimente une résistance variable R en série avec un condensateur fixe C. On désigne par ω la pulsation de la tension d'alimentation sinusoïdale.

Etablir le diagramme de Fresnel. Montrer que la tension $V_N - V_M$ a une

amplitude constante quel que soit R ; exprimer son déphasage par rapport à la tension $V_B - V_A$, en fonction de R, C et ω. Entre quelles limites peut théoriquement varier ce déphasage ?

Quelle est la conséquence d'une permutation entre les éléments R et C ?

14.13 On attaque les plaques X par une tension $V_1 = a \sin \omega t$, et les plaques Y par une tension $V_2 = b \sin (2\ \omega t + \varphi)$. Trouver par des constructions graphiques l'aspect des oscillogrammes pour $\varphi = 0$; $\varphi = \frac{\pi}{4}$; $\varphi = \frac{\pi}{2}$; $\varphi = \frac{3\pi}{4}$; $\varphi = \pi$.

Même question avec $V_2 = b \sin 3\ \omega t$.

14.14 *Cercle modulé en intensité.* Les gains étant réglés pour inscrire la figure dans un carré, on réalise une courbe de Lissajous en attaquant les plaques X et Y par deux tensions sinusoïdales en quadrature et de fréquence 100 Hz. On applique simultanément sur le Wehnelt une tension alternative rectangulaire symétrique de forte amplitude et de fréquence 300 Hz. Quel est l'aspect de l'oscillogramme obtenu ? Application pratique ?

14.15 *Cercle modulé en amplitude.* On réalise le montage de la figure 14-29. On suppose égaux les gains et sensibilités en X et en Y. On donne $C = 0{,}25\ \mu F$; $R = 8\,000\ \Omega$. Quel sera l'aspect de l'oscillogramme pour $f = 300$ Hz ; $f = 325$ Hz ? Application pratique ?

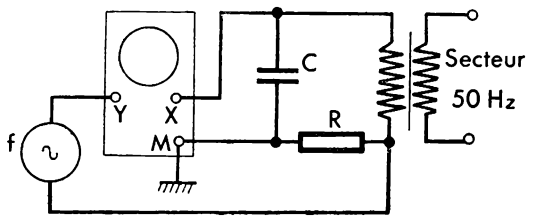


FIG. 14-29

14.16 Imaginer un montage permettant de tracer directement sur l'écran d'un oscillographe la caractéristique $I_a(V_a)$ d'un tube triode pour une valeur donnée de la tension de grille. Même question pour la caractéristique dynamique $I_a(V_g)$ correspondant à une valeur donnée de la charge de la triode.

CHAPITRE 15

JONCTION *PN*

Les semi-conducteurs permettent de réaliser des dispositifs possédant des propriétés analogues à celles des tubes à vide ou à gaz. Les principes de fonctionnement sont cependant fort différents, la conduction dans le vide ou dans un gaz étant ici remplacée par la conduction dans un solide. Les avantages des semi-conducteurs sont tels qu'ils supplantent progressivement les tubes dans la plupart de leurs applications.

L'élément fondamental de presque tous ces dispositifs solides est la jonction PN.

15.1 DÉFINITION.

Par certains procédés de fabrication (16.1), on parvient à obtenir des cristaux de germanium ou de silicium qui présentent une conductibilité du type *P* dans une partie du cristal, et du type *N* dans l'autre partie. On a entre ces deux parties une région de transition, appelée *jonction PN*.

Une jonction *PN* est une région de faible épaisseur d'un monocristal dans laquelle la conductibilité passe graduellement du type *P* au type *N*.

15.2 JONCTION *PN* EN CIRCUIT OUVERT.

Considérons un monocristal de semi-conducteur dont une partie est du type *P* et l'autre du type *N*.

Région P : les trous sont porteurs majoritaires et les électrons porteurs minoritaires. Les atomes accepteurs ionisés forment un réseau de centres négatifs ; cependant la région est globalement neutre.

Région N : les électrons sont porteurs majoritaires et les trous porteurs minoritaires. Les atomes donneurs ionisés forment un réseau de centres positifs ; cependant la région est globalement neutre.

Diffusion des porteurs majoritaires.

Expérience. — Deux ballons de verre *A* et *B* sont isolés par un robinet (fig. 15-1). Le vide a été fait dans *B*, et *A* est empli d'un gaz coloré, tel que de la vapeur de brome. Ouvrons le robinet pour mettre les deux ballons en communication : nous constatons que la vapeur de brome diffuse progressivement dans *B* ; les molécules gazeuses se déplacent de *A* vers *B* jusqu'à ce qu'une égalité de pressions s'établisse.

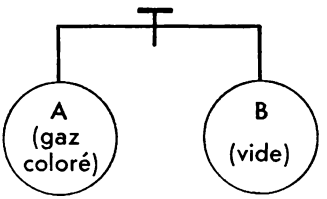


FIG. 15-1

Un phénomène semblable se produit dans le monocristal (fig. 15-2) :

— Les électrons libres diffusent de la région *N*, où ils sont majoritaires, vers la région *P*, où leur concentration est beaucoup plus faible.

— Les trous diffusent de la région *P*, où ils sont majoritaires, vers la région *N*, où leur concentration est plus faible.

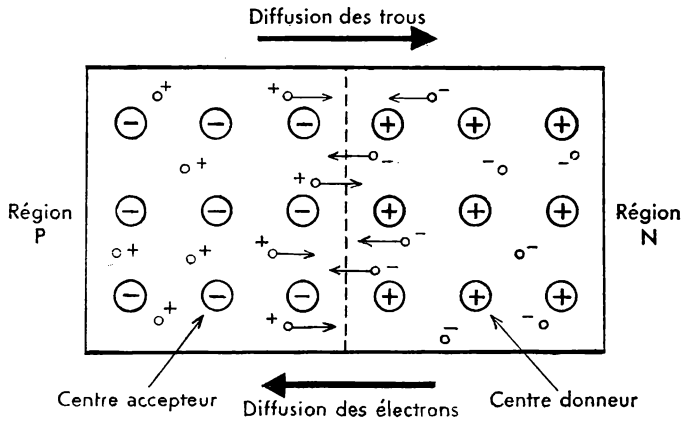


FIG. 15-2

Etablissement d'un champ électrique interne et d'une barrière de potentiel. — Les électrons provenant de la région *N* arrivent dans la région *P* à forte densité en trous : des recombinaisons se produisent, qui entraînent la disparition presque totale des porteurs libres sur une certaine épaisseur. La charge négative des centres accepteurs de la région *P* n'est alors plus compensée par celle positive des trous : *une charge spatiale négative, due aux ions négatifs d'impuretés, apparaît dans la région P, au voisinage immédiat de la région N.*

De même, les trous provenant de la région *P* se recombinent avec les électrons dans la région *N*. La charge positive des centres donneurs de la région *N* n'est plus compensée par celle négative des électrons, qui ont disparu. *Une charge spatiale positive, due aux ions positifs d'impuretés, apparaît dans la région N, au voisinage immédiat de la région P.*

Cette double charge spatiale crée dans la zone de jonction un champ électrique interne, dirigé de la charge positive vers la charge négative (fig. 15-3).

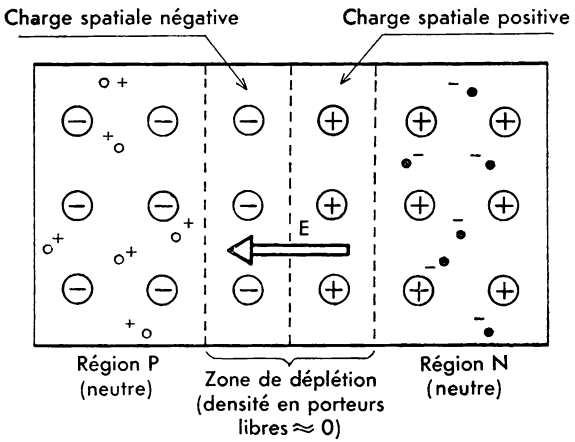


FIG. 15-3

Nous savons qu'à tout champ électrique est associée une différence de potentiel (1.12) : **le phénomène de diffusion engendre une D. D. P. interne aux bornes de la jonction ; la région *N* se trouve portée à un potentiel supérieur à celui de la région *P*.** Cette D. D. P. est dénommée *barrière de potentiel.*

Le champ interne arrête la diffusion des porteurs majoritaires. — Dès qu'ils pénètrent dans le champ *E* qui règne dans la zone de jonction, les trous (charge + *e*) provenant de la région *P* sont soumis à une force $F = + eE$, de même sens que le champ (fig. 15-4). Cette force tend donc à les renvoyer dans la région *P*.

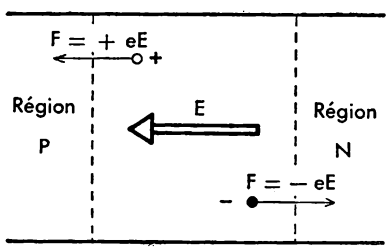


FIG. 15-4

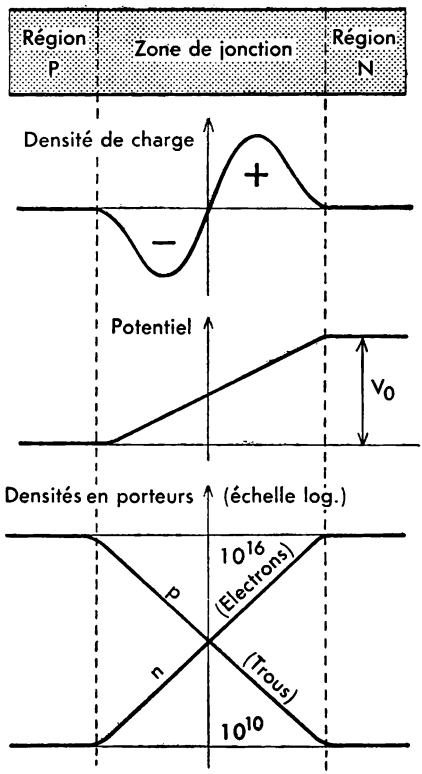


FIG. 15-5

De même, les électrons en provenance de la région *N* sont soumis à une force $F = -eE$, de sens opposé au champ, donc qui tend à les renvoyer dans la région *N* (fig. 15-4).

Un état d'équilibre s'établit rapidement ; le champ interne atteint une valeur qui arrête presque totalement la diffusion des porteurs majoritaires.

Cette opposition à la diffusion justifie le nom de *barrière de potentiel* donné à la D. D. P. interne.

La figure 15-5 montre, une fois l'équilibre établi, comment varient les différentes grandeurs caractéristiques en fonction de la distance à la jonction. On a supposé, pour simplifier, que les deux régions *P* et *N* étaient également dopées en impuretés, ce qui se traduit par une symétrie des courbes.

L'épaisseur de la zone de jonction est de l'ordre du micromètre ; la hauteur de la barrière de quelques dixièmes de volt.

15.3 JONCTION *PN* EN CIRCUIT FERMÉ.

Etude expérimentale. — Nous opérerons avec une diode à jonction, dispositif assimilable en première approximation à une jonction *PN* pure. Montons cette jonction en série avec une source de tension continue et une résistance de protection.

Expérience 1. — Relions le pôle positif de la source à la région *P* (fig. 15-6). Nous constatons qu'une *faible tension* suffit pour faire passer un *courant important*. Par exemple, avec une diode SESCO type 10 R 2, nous avons obtenu $I = 3$ A pour $V = 0{,}88$ V.

Expérience 2. — Relions le pôle positif de la source à la région *N* (fig. 15-7). Pour une *tension relativement élevée*, nous n'obtenons qu'un *courant très faible* ; avec la diode 10 R 2 : $I = 30$ μA pour $V = 20$ V.

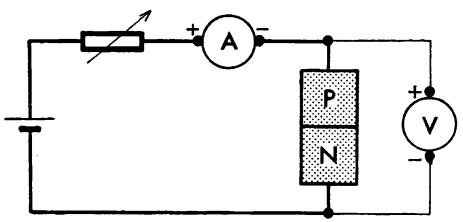


FIG. 15-6

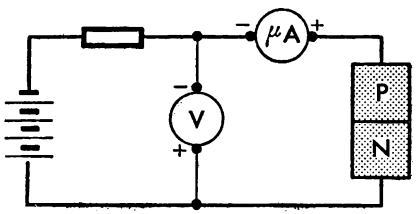


FIG. 15-7

Conclusion :

Une jonction *PN* ne laisse passer un courant notable que dans le sens *P* vers *N*.

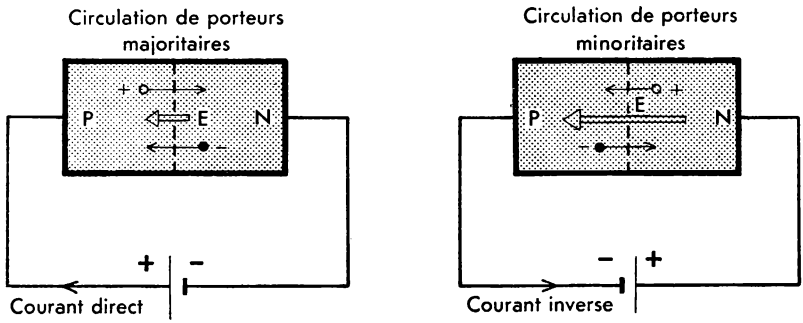
Interprétation. — La D. D. P. V appliquée par la source extérieure se superpose à la D. D. P. interne V_0.

1. *Polarisation directe* : pôle positif de la batterie relié à la région *P*. Les deux tensions, étant de signes contraires, se retranchent : **la hauteur de la barrière de potentiel est abaissée de V_0 à $V_0 - V$.** Le mouvement de diffusion peut reprendre ; des trous

traversent la jonction de P vers N, et des électrons de N vers P : **un courant, dû au déplacement des porteurs majoritaires, s'établit dans le circuit** (fig. 15-8 *a*).

Ce courant est appelé *courant direct.* La hauteur de la barrière n'étant que de quelques dixièmes de volt, une faible tension extérieure suffit pour que son intensité devienne importante.

Remarque. — La tension extérieure n'atteint la zone de jonction qu'à travers l'épaisseur des régions P et N, dont la résistance est loin d'être négligeable. Par suite de la chute de tension qui en résulte, la batterie doit fournir pour polariser la jonction en sens direct une tension qui est couramment de l'ordre du volt.



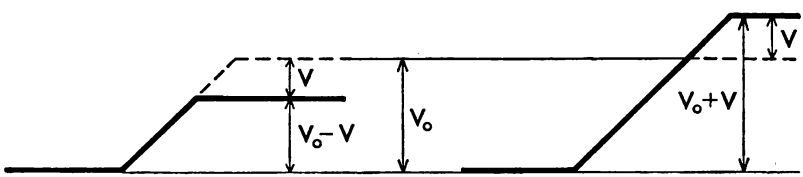


FIG. 15-8 (*a*) FIG. 15-8 (*b*)

2. *Polarisation inverse* : pôle positif de la batterie relié à la région N. Les tensions V et V_0 sont maintenant de même signe ; elles s'ajoutent : **la hauteur de la barrière de potentiel est surélevée de V_0 à $V_0 + V$.** La diffusion est alors totalement arrêtée : **la jonction est bloquée.**

Courant inverse. — L'expérience 2 nous a montré qu'en réalité la jonction n'est pas totalement bloquée en polarisation inverse ; **il existe un léger courant inverse, dû au déplacement des porteurs minoritaires.**

Dans la région N, ces porteurs minoritaires sont des trous. Repoussés par le pôle positif de la batterie, ils se dirigent vers la jonction, où le champ interne a un sens tel qu'il favorise leur passage (fig. 15-8 *b*). De même les électrons, porteurs minoritaires dans la région P, repoussés par le pôle négatif de la batterie rencontrent dans la jonction le champ interne qui favorise aussi leur traversée. *La barrière de potentiel ne s'oppose pas à la circulation des porteurs minoritaires.*

Le courant inverse, ou courant de fuite, a cependant une intensité beaucoup plus faible que celle du courant direct, par le fait même qu'il provient de porteurs *minoritaires.*

15.4 CARACTÉRISTIQUE COURANT-TENSION D'UNE JONCTION *PN*.

Polarisation directe ($V > 0$) : la tension V appliquée par la source extérieure modifie la hauteur de la barrière de potentiel ; elle a donc une très grosse influence sur la diffusion des porteurs majoritaires : **le courant direct est fonction rapidement croissante de la tension.**

Polarisation inverse ($V < 0$) : la circulation des porteurs minoritaires ne dépend pratiquement pas de la hauteur de la barrière, donc de la tension. **Le courant inverse tend à prendre une valeur constante et très faible appelée courant de saturation I_s.**

L'allure de la caractéristique $I(V)$ d'une jonction idéale est donnée par la figure 15-9. *Notons que cette caractéristique passe par l'origine.*

On démontre que le courant I qui traverse la jonction varie avec la tension V suivant la loi :

$$I = I_s\left(\exp\frac{eV}{kT} - 1\right).$$

Dans cette expression, on désigne par:

e la charge élémentaire $= 1{,}6 \times 10^{-19}$ C
k la constante de Boltzmann $= 1{,}38 \times 10^{-23}$ J/deg
T la température absolue en degrés Kelvin.

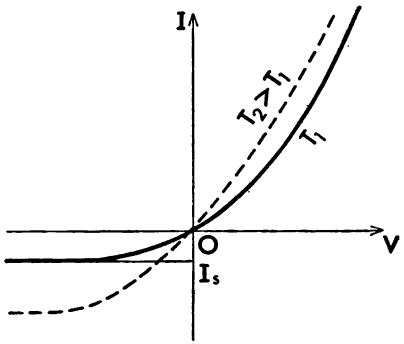


FIG. 15-9

En polarisation directe, le terme exponentiel devient très vite prépondérant, et le courant direct croît alors avec la tension suivant une loi exponentielle :

$$I_D = I_s \exp\left(\frac{eV}{kT}\right).$$

En polarisation inverse, le terme exponentiel devient très vite négligeable, et le courant inverse prend la valeur constante :

$$I_{inv} = I_s.$$

Nécessité d'une résistance de protection en polarisation directe. — Par suite de la croissance exponentielle du courant direct, **la chute de tension aux bornes d'une jonction *PN* polarisée dans le sens direct est toujours très petite,** de l'ordre d'une fraction de volt. Le courant direct n'est donc limité que par la résistance mise en série avec la source de polarisation (fig. 15-6).

15.5 INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE.

Expérience. — Chauffons entre nos doigts une diode à cristal de faible puissance, du type OA 85 par exemple, polarisée dans le sens inverse ; **nous observons qu'une élévation de température de quelques degrés se traduit par un accroissement considérable du courant inverse.** Nous notons aussi, en polarisation directe, un accroissement de courant, mais relativement moins important.

Interprétation. — Les porteurs minoritaires sont engendrés par l'agitation thermique (3.10) ; leur densité est fonction croissante de la température. Le courant inverse, dû au déplacement de ces porteurs minoritaires, est donc lui-même fonction croissante de la température ; dans le cas du germanium, il double approximativement lorsque la température s'élève de 10 °C.

On démontre que le courant de saturation est une fonction exponentielle de la température :

$$I_s = CT^3 \exp\left(-\frac{W}{kT}\right),$$

avec W = énergie d'activation intrinsèque.
C = coefficient dépendant de la nature du semi-conducteur.

Cette expression est à rapprocher de celle donnant les variations de la densité en porteurs libres dans un semi-conducteur intrinsèque (3.9).

La courbe en traits interrompus de la figure 15-9 nous montre comment la caractéristique de la jonction se modifie sous l'effet d'une élévation de température.

15.6 CLAQUAGE D'UNE JONCTION.

Pour des tensions inverses suffisamment élevées, le courant inverse se met à croître rapidement avec la tension (fig. 16-11) ; c'est le phénomène de *claquage*, qui risque de détruire la jonction si aucun élément extérieur ne vient limiter l'intensité.

Deux effets peuvent être à l'origine de ce phénomène.

Effet Zener. — L'augmentation de la tension de polarisation inverse fait croître le champ électrique régnant dans la zone de jonction. Au delà d'une certaine valeur critique, de l'ordre de plusieurs centaines de milliers de V/cm, ce champ arrache des électrons aux liaisons covalentes qui unissent les atomes du cristal, engendrant ainsi un nombre considérable de porteurs libres minoritaires, dont la circulation se traduit par un courant inverse important.

Effet d'avalanche. — Une jonction *PN* polarisée en sens inverse est normalement parcourue par le courant de saturation I_s. Si l'on augmente la tension inverse, on fait croître le champ électrique dans la zone de jonction ; ce champ interne accélère les porteurs minoritaires qui transportent I_s. Lorsque l'énergie de ceux-ci atteint un certain seuil, il se produit un phénomène d'ionisation par choc semblable à celui déjà rencontré chez les gaz : les porteurs arrachent par collisions des électrons aux atomes du réseau. Les électrons et les trous ainsi libérés provoquent à leur tour des ionisations ; le phénomène est cumulatif et se traduit par un accroissement rapide du courant inverse.

La valeur de la tension inverse pour laquelle se produit le claquage dépend de la résistivité du semi-conducteur, c'est-à-dire de son dopage en impuretés. On admet qu'aux tensions inférieures à 5 V, le claquage a lieu par effet de champ, et que pour les tensions supérieures à 7 V il se fait par effet d'avalanche. Pour les tensions comprises entre 5 et 7 V, on est en présence d'une combinaison des deux effets.

Remarque. — Si le refroidissement de la jonction est insuffisant, on peut aussi avoir un claquage par *effet thermique*. La puissance $P_J = V_{inv} I_{inv}$ dissipée dans la jonction polarisée en inverse fait monter la température de celle-ci. Cet accroissement de température entraîne un accroissement du courant inverse, ce qui produit un accroissement de P_J, etc. L'effet est cumulatif.

— Notons enfin le claquage par *effet de contournement* : le champ électrique, lorsqu'il atteint des valeurs très élevées ($V_{inv} > 1000$ V), peut ioniser l'air qui environne la jonction, le rendant ainsi conducteur ; le courant passe alors *autour* du semiconducteur sous forme d'une décharge.

15.7 CAPACITÉS D'UNE JONCTION.

Capacité de la zone de transition. — La zone de transition entre les régions *P* et *N* est presque totalement vide de porteurs libres ; elle se comporte comme un isolant. Les régions *P* et *N* sont au contraire normalement conductrices. On est donc en présence de la configuration classique d'un condensateur : deux conducteurs séparés par un diélectrique ; sa capacité peut avoir une valeur élevée car l'épaisseur de la jonction est faible et les semiconducteurs ont une forte constante diélectrique.

Influence de la polarisation. — *Polarisation directe.* La reprise du mouvement de diffusion entraîne un amincissement de la zone de jonction, donc un accroissement de sa capacité.

— *Polarisation inverse.* Les trous de la région *P* sont attirés vers l'extrémité de cette région reliée au pôle négatif de la batterie, et les électrons de la région *N* vers l'extrémité de cette région reliée au pôle positif. Les porteurs libres s'écartent de la jonction, élargissant ainsi la zone de transition : la capacité diminue.

La capacité de la zone de transition varie donc avec la tension de polarisation ; il est alors plus utile de considérer la *capacité différentielle* $C = \frac{dQ}{dV}$. Elle varie de quelques picofarads à quelques dizaines de picofarads par mm^2 de jonction en polarisation inverse ; elle est plus importante en polarisation directe, mais on n'en tient alors généralement pas compte car un autre type de capacité vient la masquer.

Diodes à capacité variable. — Encore appelées *varicaps*, *varistors*, ou *diodes paramétriques*. Ce sont des diodes à jonction au silicium qui mettent en application les variations de la capacité différentielle *C* avec la tension.

Elles fonctionnent sous polarisation inverse ; ou leur applique une tension continue *V*, qui fixe le point de fonctionnement, et à laquelle on superpose le signal alternatif.

La capacité du dispositif est donnée par la relation approchée :

$$C = \frac{K}{V^n}$$

avec K = constante dépendant du type de diode
n = exposant, le plus souvent égal à 0,5.

La variation de *C* sous l'action de *V* est utilisée dans certains amplificateurs, dans des systèmes de modulation de fréquence et de contrôle automatique d'accord, etc.

Capacité de diffusion. — Aux faibles polarisations inverses *et surtout dans le sens direct*, il faut ajouter à la capacité C de la zone de transition une capacité C_d, dite *de diffusion*, et beaucoup plus grande que C.

Cette capacité apparaît lorsqu'un signal alternatif est superposé à la polarisation. Elle est due à ce que, par suite de l'inertie des porteurs, la diffusion se fait assez lentement pour qu'un déphasage s'introduise entre le courant et la tension. Elle peut atteindre plusieurs centaines de picofarads par mm^2 de jonction.

EXERCICES

15.1 En se servant de l'expression $I = f(V)$ donnée au paragraphe 15.4, comparer le courant direct pour une tension $V = + 0{,}1$ volt avec le courant inverse pour une tension $V = - 0{,}1$ volt.

Même question pour $V = \pm 0{,}01$ volts. Conclure.

15.2 Montrer qu'en l'absence de tension extérieure (circuit ouvert), une jonction est parcourue par deux courants égaux et de sens opposés ; préciser la nature et l'intensité de ces courants.

15.3 *Jonction réelle.* On ne peut pas obtenir, dans la pratique, de jonctions *PN* parfaites. Il faut en effet tenir compte :

— aux polarisations directes : des chutes de tension dans le cristal semiconducteur qui entoure la jonction. Nous représenterons ces chutes par une résistance série R_s.

— aux polarisations inverses : des courants de fuite, notamment sur les bords de la jonction. Nous représenterons ces fuites par une résistance parallèle R_p.

a) Trouver l'allure de la caractéristique directe $I_F(V_F)$ de la jonction réelle en assimilant cette jonction à une jonction idéale placée en série avec R_s.

b) Trouver l'allure de la caractéristique inverse $I_R(V_R)$ de la jonction réelle en assimilant cette jonction à une jonction idéale placée en parallèle avec R_p.

15.4 *Influence de la température sur le courant de saturation.* En partant de l'expression $I_s = f(T)$ donnée au paragraphe 15-5, exprimer numériquement le coefficient de température $\frac{1}{I_s}\frac{dI_s}{dT}$ en fonction de la température T, pour le germanium (énergie d'activation intrinsèque $W = 0{,}72$ eV), et pour le silicium ($W = 1{,}12$ eV).

Application : comparer les variations relatives dI_s/I_s, exprimées en pour cent, du courant inverse pour le germanium et pour le silicium lorsque la température croît de 1 °K au voisinage de la valeur 300 °K.

15.5 *Influence de la température sur le courant direct.* En se servant des relations vues aux paragraphes 15.4 et 15.5, montrer que le courant direct est donné par la formule :

$$I_D = CT^3 \exp\left(\frac{eV_D - W}{kT}\right).$$

En déduire l'expression de son coefficient de température

$$\frac{1}{I_D}\frac{dI_D}{dT}.$$

Vérifier que ce coefficient devient négatif lorsque la tension appliquée à la jonction est supérieure à une certaine valeur, que l'on déterminera pour le germanium et pour le silicium.

Représenter sur un même graphique l'allure des caractéristiques directes d'une jonction à deux températures différentes T_1 et $T_2 > T_1$.

15.6 Connaissant la loi de variation du courant direct d'une jonction en fonction de la tension (paragraphe 15.4), en déduire l'expression de la résistance dynamique $R_d = dV/dI$. Etudier la variation de cette résistance avec le courant.

Application numérique : calculer R_d à 25 °C lorsque la jonction est parcourue par un courant de 500 mA.

15.7 Une diode à capacité variable peut être approximativement représentée par le schéma équivalent de la figure 15-10, dans lequel la résistance R traduit les pertes de la diode.

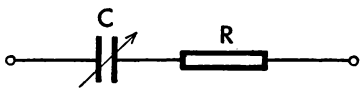


FIG. 15-10

Une diode BA 102 présente les caractéristiques suivantes :
$C = 20$ pF sous $-V_D = 4$ V ; $C = 10$ pF sous $-V_D = 20$ V ;

facteur de qualité (rapport de la puissance réactive à la puissance active) à 50 MHz sous $-V_D = 4$ V : $Q = 65$.

a) Calculer R.

b) Trouver les valeurs de la constante K et de l'exposant n de la loi de variation $C = f(-V_D)$.

c) Tracer la courbe $C = f(-V_D)$, C étant exprimé en pour cent de sa valeur sous $-V_D = 4$ V, et $-V_D$ étant porté en échelle logarithmique. Démontrer que cette courbe est une droite.

d) Déterminer la variation relative de capacité $\frac{\Delta C}{C}$ exprimée en pour cent lorsque la tension de polarisation varie de ± 1 V autour de la valeur $-V_D = 10$ V.

CHAPITRE 16

DIODES A SEMI-CONDUCTEURS

L'application la plus immédiate des propriétés de la jonction PN est la réalisation de diodes à cristal : diodes à jonction et diodes à pointe.

Dans certaines conditions une barrière de potentiel peut aussi apparaître au contact d'un métal et d'un semi-conducteur ; les redresseurs secs sont basés su ce fait.

I. DIODE A JONCTION

16.1 FABRICATION.

Plusieurs procédés permettent de réaliser des diodes à jonction.

Par alliage : on fond une bille d'indium sur une plaquette de germanium *N*. L'indium se soude au germanium, et diffuse à l'intérieur de celui-ci en le transformant localement en germanium *P* (fig. 16-1).

Dans le cas d'une diode au silicium, on remplace l'indium par de l'aluminium.

Par diffusion : on place une plaquette de semi-conducteur type *P* ou *N* au contact de vapeurs d'une impureté convenable, pendant plusieurs heures, à des températures comprises entre 700 et 1 200 °C. Les atomes d'impureté diffusent à l'intérieur du semi-conducteur.

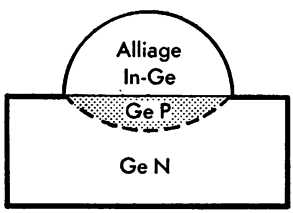


FIG. 16-1

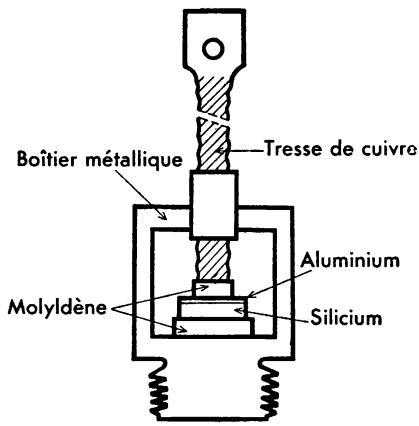


FIG. 16-2

Par tirage : on plonge un monocristal de type *P*, par exemple, dans un creuset contenant le même semi-conducteur fondu, mais de type *N*. En refroidissant et en tirant lentement vers le haut, le cristal *P* se prolonge progressivement par du cristal *N*. Les jonctions obtenues par tirage sont peu utilisées pour la fabrication des diodes : leur capacité et leur résistance sont trop élevées.

La figure 16-2 montre la constitution schématique d'une diode de puissance au silicium.

Représentation schématique (fig. 16-3). — Par analogie avec la diode à vide, qui est conductrice dans le sens anode-cathode, la région *P* du cristal est appelée *anode* et la région *N cathode*.

Le symbole de la figure 16-3 s'applique aussi aux diodes à pointe.

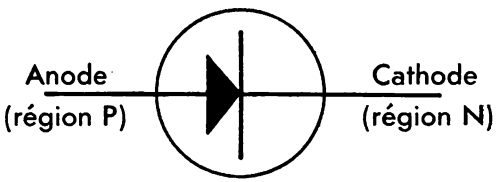


FIG. 16-3

16.2 CARACTÉRISTIQUE COURANT-TENSION.

Symboles littéraux.

Courant direct : I_D ou I_F (D = direct ; F = forward).
Tension directe : V_D ou V_F.
Courant inverse : $-I_D$ ou I_R (R = reverse).
Tension inverse : $-V_D$ ou V_R.

Relevé expérimental. — Il se fait à l'aide des montages des figures 15-6 et 15-7. Avec une diode au silicium type 10 R 2 (Sesco), nous avons obtenu la caractéristique de la figure 16-4.

Il faut bien noter l'emploi d'échelles différentes en polarisation directe et en polarisation inverse, et par conséquent ne pas se laisser abuser par l'aspect général de la courbe.

Analyse de la caractéristique. — Elle diffère sensiblement de la caractéristique d'une jonction *PN* idéale (fig. 15-9).

***Polarisation directe.* — Lorsqu'on augmente la tension, la croissance du courant est d'abord exponentielle puis tend à devenir linéaire.** Cette déformation est due à la résistance non négligeable du semi-conducteur, qui vient limiter le courant.

Assimilons la diode à une jonction idéale disposée en série avec une résistance (fig. 16-5).
La caractéristique $I_D(V_J)$ est une exponentielle.
La caractéristique $I_D(V_R)$ est une droite.
La relation $V_D = V_J + V_R$ permet de construire graphiquement la caractéristique $I_D(V_D)$ à partir des deux précédentes (fig. 16-6).

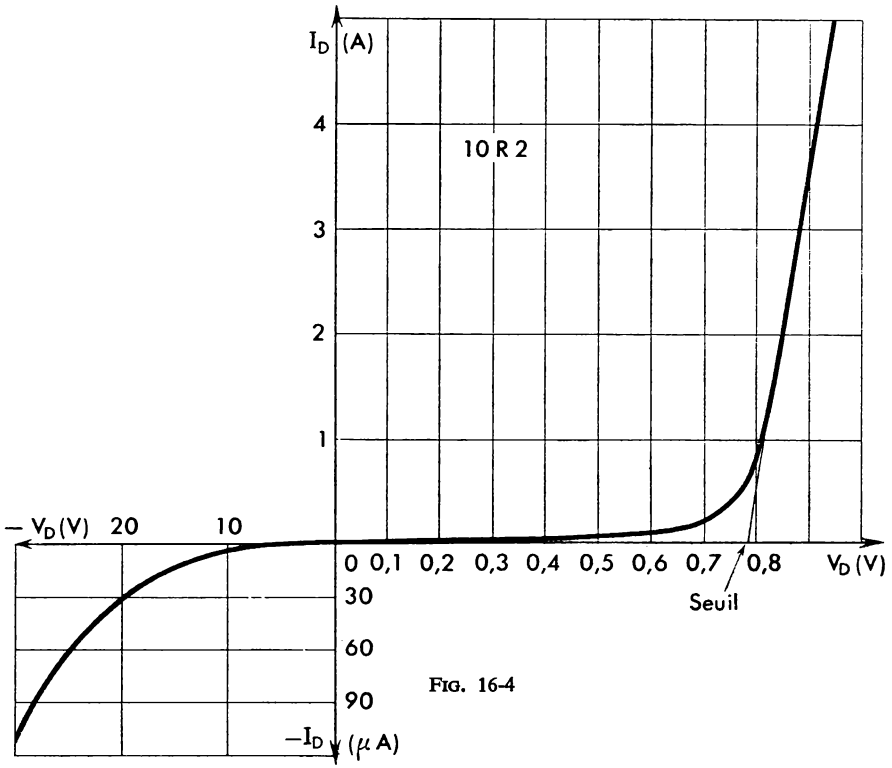


FIG. 16-4

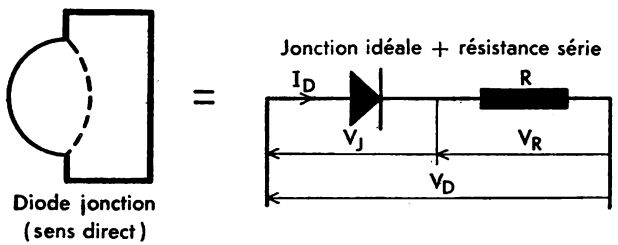


FIG. 16-5

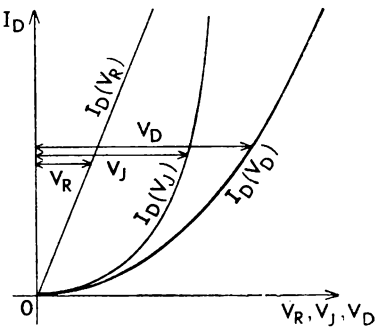


FIG. 16-6

La croissance du courant direct ne devient nette qu'à partir d'une certaine tension, appelée **seuil de redressement.** Ce seuil est assez difficile à définir ; on admet qu'il correspond à l'abscisse du point d'intersection de l'axe des tensions avec le prolongement de la partie rectiligne de la caractéristique (fig. 16-4). Il est voisin de 0,4 V pour le germanium et de 0,8 V pour le silicium.

La caractéristique nous montre d'autre part que **la chute de tension directe est toujours faible, de l'ordre du volt,** quel que soit le débit.

Polarisation inverse. — Au lieu de tendre vers une saturation, **le courant inverse croît lentement avec la tension inverse.** Cet effet est dû au mauvais isolement de la jonction, donnant naissance à des courants de fuite, et à son échauffement.

Au-delà d'une certaine valeur de la tension, on assisterait à un accroissement beaucoup plus rapide du courant inverse, dû au phénomène de claquage.

Résistance dynamique. — Elle se définit comme pour une diode à vide :

— dans le sens direct $R_d = \frac{\Delta V_F}{\Delta I_F}$.

— dans le sens inverse $R_d = \frac{\Delta V_R}{\Delta I_R}$.

Exemple : diode 10 R 2 ; dans la partie rectiligne de la caractéristique directe : $R_d = 0{,}03\ \Omega$; sous 20 V de polarisation inverse : $R_d = 200\ \text{k}\Omega$.

La résistance dynamique directe est très faible. La résistance dynamique inverse est plusieurs centaines de milliers de fois plus grande.

Ce fait explique pourquoi une diode à semi-conducteur peut être utilisée pour le redressement malgré l'existence du courant inverse.

16.3 APPLICATION AU REDRESSEMENT.

Expérience. — Réalisons le montage de la figure 16-7. L'oscillographe montre que le courant dans la charge R_L est redressé.

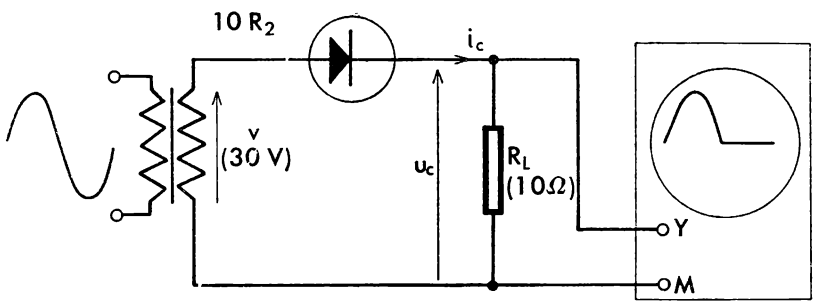


FIG. 16-7

Interprétation. — Pendant l'alternance positive de la tension d'alimentation v, la diode est passante ; la chute à ses bornes est très faible, et l'on a $u_c \approx v$. Le courant i_c est uniquement limité par la résistance de charge.

Pendant l'alternance négative, la diode bloquée ne laisse passer qu'un courant inverse négligeable ; par suite on a $u_c \approx 0$, et la tension inverse aux bornes de la diode est égale à la tension d'alimentation ; la diode doit pouvoir supporter la valeur maximale V_m de cette tension.

Une diode à cristal ne possède pas d'effet redresseur au voisinage de l'origine.

Reprenons l'expérience précédente en alimentant sous tension réduite, 1 V par exemple, et en utilisant une charge très élevée : $R_L = 10$ kΩ ; le courant direct maximal est ainsi de l'ordre de 100 μA. Dans ces conditions, nous observons aux bornes de la charge une tension presque sinusoïdale.

En effet, la caractéristique de la diode passe par l'origine, et est sensiblement linéaire au voisinage du zéro : l'effet redresseur n'a donc plus lieu (fig. 16-8).

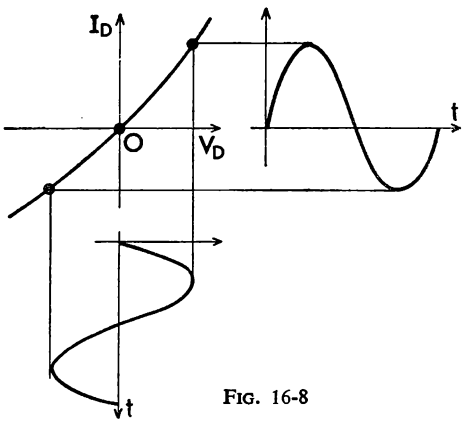


FIG. 16-8

16.4 LIMITATIONS DE FONCTIONNEMENT. PERFORMANCES.

Courant direct. — Il doit être limité à une valeur n'entraînant pas un échauffement exagéré de la jonction ; les températures maximales au niveau de la jonction sont environ 100 °C pour le germanium et 200 °C pour le silicium.

Les calories engendrées dans le cristal sont évacuées par *conduction, convection* et *rayonnement*. Les diodes de petite et moyenne puissance dissipent la chaleur surtout par convection ; les diodes de forte puissance par conduction ou convection forcée. Dès que la puissance à dissiper devient importante, on monte la diode sur un *radiateur*, constitué par un métal bon conducteur de la chaleur, tel que le cuivre, et présentant une grande surface de contact avec le fluide ambiant. Ce radiateur est généralement peint en noir pour augmenter le rayonnement.

On arrive à obtenir des courants redressés moyens de l'ordre de 75 A par élément pour le germanium, et de 250 A pour le silicium ; on peut admettre des intensités de pointe bien plus élevées.

Tension inverse. — Elle est limitée par les risques de claquage destructif de la jonction. Les tensions inverses maximales de crête ne dépassent pas 300 V pour les diodes au germanium et 1 000 V pour celles au silicium.

Fréquence. — La fréquence d'utilisation est limitée par les capacités de jonction. Elle atteint au maximum 15 kHz pour les diodes au silicium et 50 kHz pour celles au germanium.

Temps de recouvrement. — Cette limitation apparaît surtout lorsqu'on emploie les diodes en régime d'impulsions. On constate qu'une diode utilisée dans le sens

direct et subitement alimentée en polarisation inverse laisse d'abord passer un courant inverse transitoire supérieur au courant de saturation. Ce courant décroît rapidement et au bout d'un certain temps, appelé temps de recouvrement, s'établit à sa valeur normale.

Ce phénomène est dû à une accumulation des porteurs de charges dans les deux régions *P* et *N* pendant l'état de conduction directe ; le temps de recouvrement correspond au temps nécessaire pour faire disparaître ces charges excédentaires, par écoulement dans le circuit extérieur et par recombinaisons.

Comparaison entre le germanium et le silicium. — Les diodes au germanium présentent une chute de tension directe plus faible et sont utilisables à des fréquences plus élevées.

Par contre le silicium admet des tensions inverses et des températures plus grandes, et son courant résiduel est environ cent fois plus petit. *Ces qualités font que le silicium est préféré au germanium pour le redressement de puissance à fréquence industrielle.* On fabrique actuellement des diodes au silicium fournissant des courants redressés de 200 A et supportant des tensions inverses supérieures à 1 000 V.

On réalise pour l'électrochimie des batteries de redresseurs, au germanium ou au silicium, capables de débiter 100 000 A sous des tensions de 500 V et avec un rendement dépassant 98 %.

16.5 DIODES ZENER.

Ce sont des diodes à jonction au silicium pour lesquelles la caractéristique inverse présente un coude de claquage particulièrement brusque.

Représentation schématique (fig. 16-9).

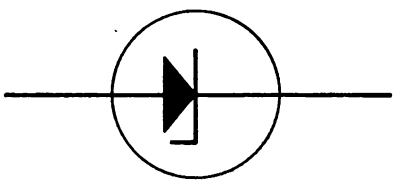


FIG. 16-9

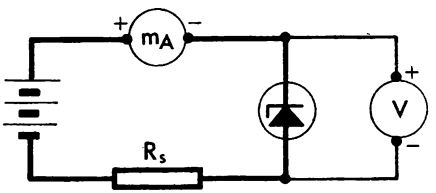


FIG. 16-10

Caractéristique inverse.

Expérience. — A l'aide du montage de la figure 16-10, relevons la caractéristique inverse d'une diode Zener. Il est indispensable de disposer une résistance de protection en série avec la diode, afin de limiter l'intensité après claquage à des valeurs non dangereuses pour la jonction.

La figure 16-11 donne la caractéristique obtenue avec une diode 14 Z 4 (Sesco).

Avant claquage : **le courant est négligeable** et la résistance dynamique inverse très grande (plusieurs mégohms) ; la caractéristique est pratiquement confondue avec l'axe des tensions.

Après claquage : la résistance dynamique devient très faible (quelques ohms) ; **la tension aux bornes de la diode devient à peu près indépendante du débit.**

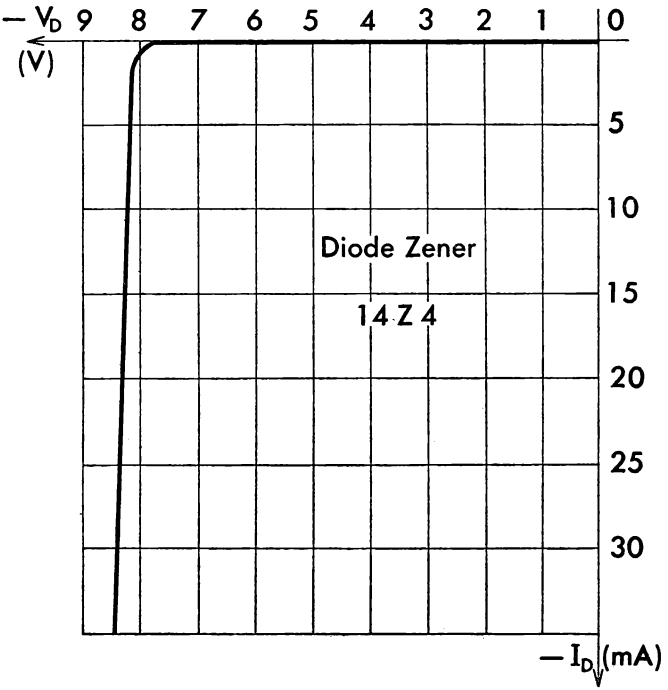


FIG. 16-11

La valeur de la tension inverse correspondant au claquage s'appelle **tension de Zener** V_Z. Le fabricant obtient la tension désirée en dosant la concentration des impuretés dans le semi-conducteur ; on dispose ainsi d'un grand choix de diodes, dont les tensions de Zener s'étagent de 2 V à 600 V environ.

Coefficient de température : pour une diode donnée, la tension de Zener varie légèrement avec la température. On définit un coefficient de température

$$\alpha = \frac{1}{V_Z} \frac{dV_Z}{dT} .$$

Ce coefficient est très faible, de l'ordre de 0,05 % par degré. Il est négatif pour les diodes à tensions de Zener inférieures à 5 V, positif pour les diodes à tensions de Zener supérieures à 7 V, presque nul entre 5 et 7 V.

Schéma équivalent. — Posons $-I_D = I_z$ et $-V_D = V_z$, et désignons par r_z la résistance dynamique après claquage.

Nous pouvons assimiler la caractéristique inverse après claquage à une droite

de pente $1/r_z$ (fig. 16-12). L'abscisse à l'origine V_0 de cette droite s'obtient en prolongeant la partie rectiligne jusqu'à son intersection avec l'axe des tensions.

D'où l'équation de la partie utile de caractéristique :

$$V_z = V_0 + r_z I_z .$$

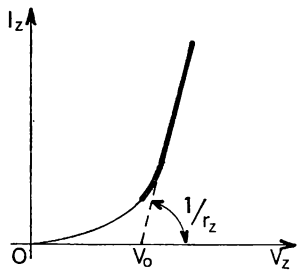


FIG. 16-12.

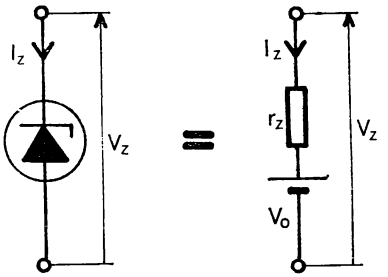


FIG. 16-13.

Interprétation : Cette relation nous montre qu'une diode Zener après claquage est équivalente à un récepteur de F. C. E. M. V_0 et de résistance interne r_z (fig. 16-13).

Applications. — Une diode Zener peut être utilisée en sens direct, comme une diode ordinaire, mais ses applications les plus intéressantes découlent de son emploi en polarisation inverse.

1. ***Obtention de tensions constantes servant de références,*** notamment dans les alimentations stabilisées.

2. ***Régulation de tension :*** le montage le plus simple est représenté à la figure 16-14 ; on place en parallèle sur la charge une diode Zener, et en série une résistance de limitation. Toute variation de la tension continue d'alimentation ou de la charge produit une variation du courant dans la diode et de la chute de tension dans la résistance série, mais la tension aux bornes de sortie reste constante, égale à la tension de Zener.

3. ***Ecrêtage de tension*** (voir exercices 16.10 et 16.12).

4. ***Dispositifs à effet de seuil,*** tels que :

— *Protection des appareils de mesure à cadre mobile* (fig. 16-15) : on place en

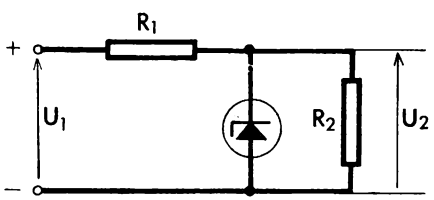


FIG. 16-14

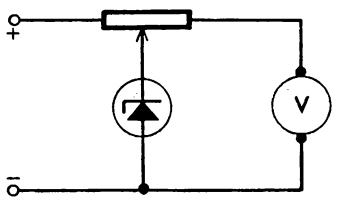


FIG. 16-15

parallèle avec l'appareil une diode dont la tension de Zener correspond à la déviation totale du cadre ; celui-ci ne peut ainsi subir aucune surtension.

— *Dilatation d'échelle des appareils de mesure* : soit à mesurer avec précision de petites variations de tension autour d'une valeur moyenne, 10 V par exemple. On montera en série un voltmètre de calibre 1 V et une diode de tension $V_Z = 9{,}5$ V (fig. 16-16). On pourra ainsi utiliser toute l'échelle du voltmètre lorsque la tension variera de 9,5 à 10,5 V.

— *Relais à seuil de tension* (fig. 16-17) : le relais n'enclenche que pour des tensions supérieures à la tension de Zener.

— *Temporisation de relais* (voir exercice 17.13).

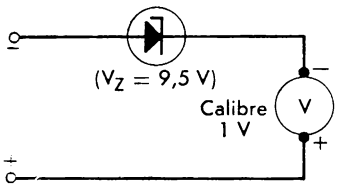


FIG. 16-16

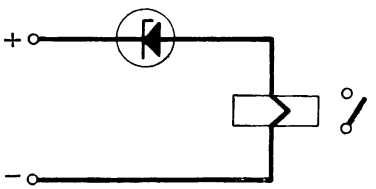


FIG. 16-17

II. DIODE A POINTE

16.6 CONSTITUTION.

La diode à pointe se compose d'un cristal de germanium ou de silicium sur lequel appuie une pointe métallique très fine, en platine ou en tungstène, en forme de S ; le tout est enfermé dans une petite enveloppe de verre (fig. 16-18).

Au cours de la fabrication on fait circuler entre la pointe et le cristal une brève surintensité. Considérons par exemple un cristal de germanium du type *N* ; la surintensité fait diffuser des impuretés de la pointe métallique dans ce cristal, et une très petite région *P* se forme sous la pointe : on a ainsi créé une micro-jonction *PN* (fig. 16-19).

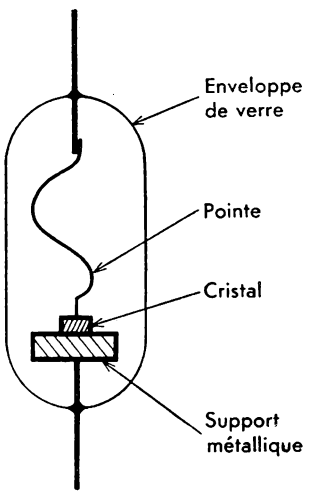


FIG. 16-18

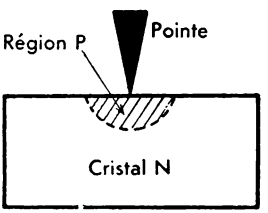


FIG. 16-19

16.7 PROPRIÉTÉS. COMPARAISON AVEC LES DIODES JONCTION.

Fondamentalement, la diode à pointe est une diode à jonction ; cependant la très faible surface de la jonction confère à la diode à pointe des propriétés assez différentes.

Exemple : la figure 16-20 représente la caractéristique $I(V)$ d'une diode à pointe au germanium type OA 85 (La Radiotechnique).

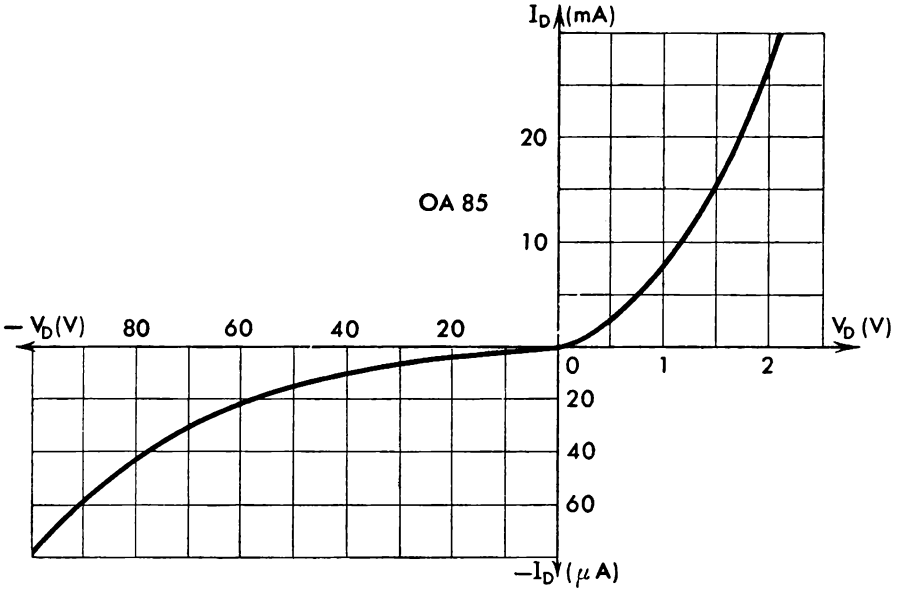


FIG. 16-20

— **Le courant direct des diodes à pointe est considérablement plus petit que celui des diodes à jonction** ; l'intensité maximale admissible dépasse rarement 100 mA.

— Le seuil de redressement est plus petit.

— En polarisation inverse : aux faibles tensions, le courant reste voisin du courant de saturation théorique ; mais le courant inverse augmente ensuite rapidement jusqu'au claquage.

— Les tensions inverses maximales de crête n'excèdent jamais 200 V.

— **Les capacités et l'effet d'accumulation sont bien plus faibles que pour les diodes à jonction** ; on peut aisément atteindre des fréquences de fonctionnement d'une centaine de mégahertz.

— Les sensibilités des caractéristiques directe et inverse à la température sont du même ordre pour les deux types de diodes.

Applications. — Diodes à jonction et diodes à pointe ne se concurrencent pas. Les premières sont plus particulièrement aptes au redressement de puissance à fréquence industrielle ; *les secondes conviennent mieux pour les emplois aux fréquences élevées et à puissance faible* : détecteurs, mélangeurs, discriminateurs, limiteurs, etc.

Diodes à pointe d'or. — Ces diodes, dont la pointe est faite en un matériau à point de fusion relativement bas, ont des propriétés intermédiaires entre celles des diodes à pointe classiques et celles des diodes à jonction : courant direct important ; fort rapport impédance inverse/impédance directe ; faible tension de seuil ; faible capacité.

Exemple : diode **OA 5.** — $I_{F\ max}$ à 25 °C = 115 mA ; chute de tension directe = 0,4 V (I_F = 10 mA) ; $V_{R\ max}$ à 25 °C = 100 V ; capacité 1 pF.

16.8 DIODES A CRISTAL ET DIODES A VIDE.

Avantages des diodes à cristal. — 1. *Absence de filament* : la suppression de la source de chauffage rend le fonctionnement instantané, améliore le rendement et supprime le ronflement.

2. *Longue durée de vie.*

3. *Poids et encombrement très faibles, absence de support,* donnent une grande facilité d'incorporation dans les câblages et rendent possible la miniaturisation des équipements.

4. *Résistance directe très petite* : la chute de tension dans le sens direct est quasi nulle, ce qui contribue à améliorer le rendement dans le fonctionnement en redresseur.

5. *Courants débités très intenses* (diodes jonction), permettant de faire du redressement de puissance.

6. *Faible capacité* (diodes à pointe), permettant l'emploi à très hautes fréquences.

7. Comparée avec celle d'une diode à vide, *la caractéristique d'une diode à cristal* — surtout à pointe — *présente un coude plus brusque,* assurant un meilleur fonctionnement en détecteur.

Inconvénients des diodes à cristal. — 1. *Existence d'un courant inverse,* pas toujours négligeable, alors qu'une diode à vide ne possède aucune conduction inverse.

2. *Existence d'un seuil de redressement,* qui supprime l'effet redresseur aux faibles niveaux.

3. *Tensions inverses maximales nettement plus petites que pour les diodes à vide.*

4. *Sensibilité des caractéristiques à la température,* surtout dans le sens inverse.

III. CONTACT MÉTAL-SEMICONDUCTEUR REDRESSEURS SECS

16.9 CONTACT MÉTAL-SEMICONDUCTEUR.

Dans certaines conditions, une barrière de potentiel peut se créer au contact d'un métal et d'un semiconducteur :

1. *Si le semiconducteur est de type N et a un travail de sortie* (6.5) *inférieur à celui du métal* : des électrons diffusent du semiconducteur dans le métal. Une charge négative apparaît sur le métal et une charge positive sur le semiconducteur. Ces charges engendrent un champ interne qui arrête le mouvement de diffusion ; ce dernier peut reprendre sous l'influence d'une polarisation extérieure.

Le sens passant va du métal au semiconducteur (fig. 16-21 *a*).

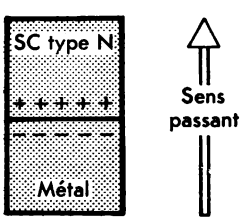


FIG. 16-21 (a)

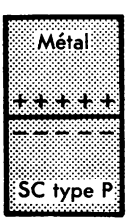


FIG. 16-21 (b)

2. *Si le semiconducteur est de type P et a un travail de sortie supérieur à celui du métal* : des électrons diffusent du métal dans le semiconducteur. Une charge positive apparaît sur le métal et une charge négative sur le semiconducteur.

Le sens passant va du semiconducteur au métal (fig. 16-21 *b*).

16.10 CONSTITUTION DES REDRESSEURS SECS.

Les redresseurs secs sont constitués par une couche très mince de semiconducteur serrée entre deux plaques métalliques.

Un seul des deux contacts métal-semiconducteur possède un effet redresseur ; l'autre n'offre qu'une résistance ohmique, et le métal correspondant, appelé contre-électrode, a uniquement pour rôles :

— de protéger mécaniquement le semiconducteur,
— de répartir le courant uniformément sur toute sa surface,
— de faciliter l'évacuation des calories.

Les deux types de redresseurs secs les plus usuels sont les redresseurs **sélénofer** et **cuproxyde** (fig. 16-22).

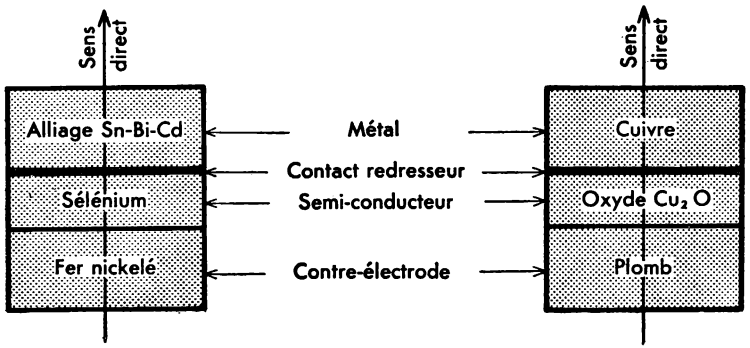


FIG. 16-22

Représentation schématique (fig. 16-23).

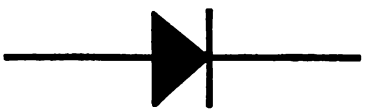
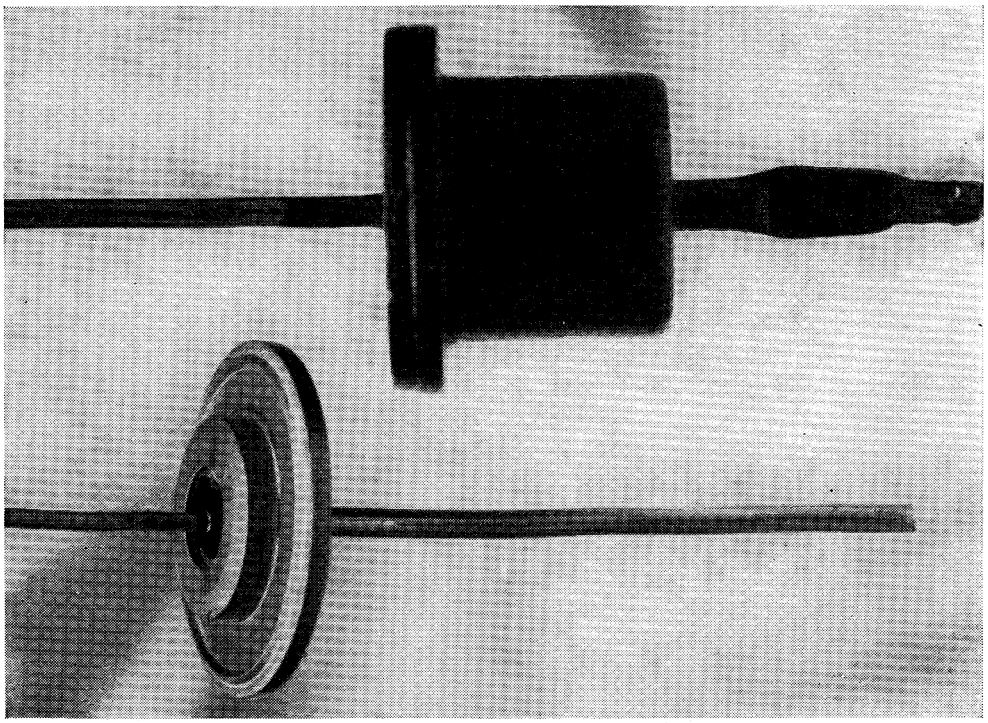


FIG. 16-23

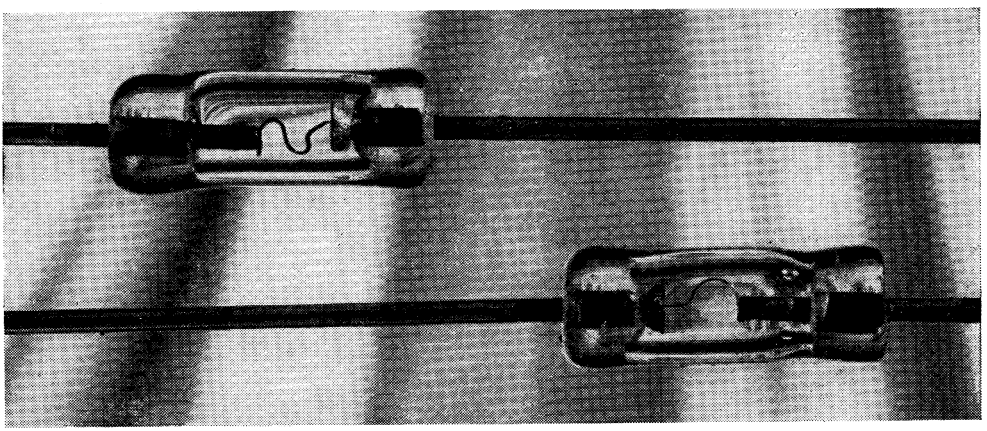
16.11 PROPRIÉTÉS. APPLICATIONS.

La caractéristique $I(V)$ des redresseurs secs présente la même allure générale que celles des diodes à pointe ou à jonction.

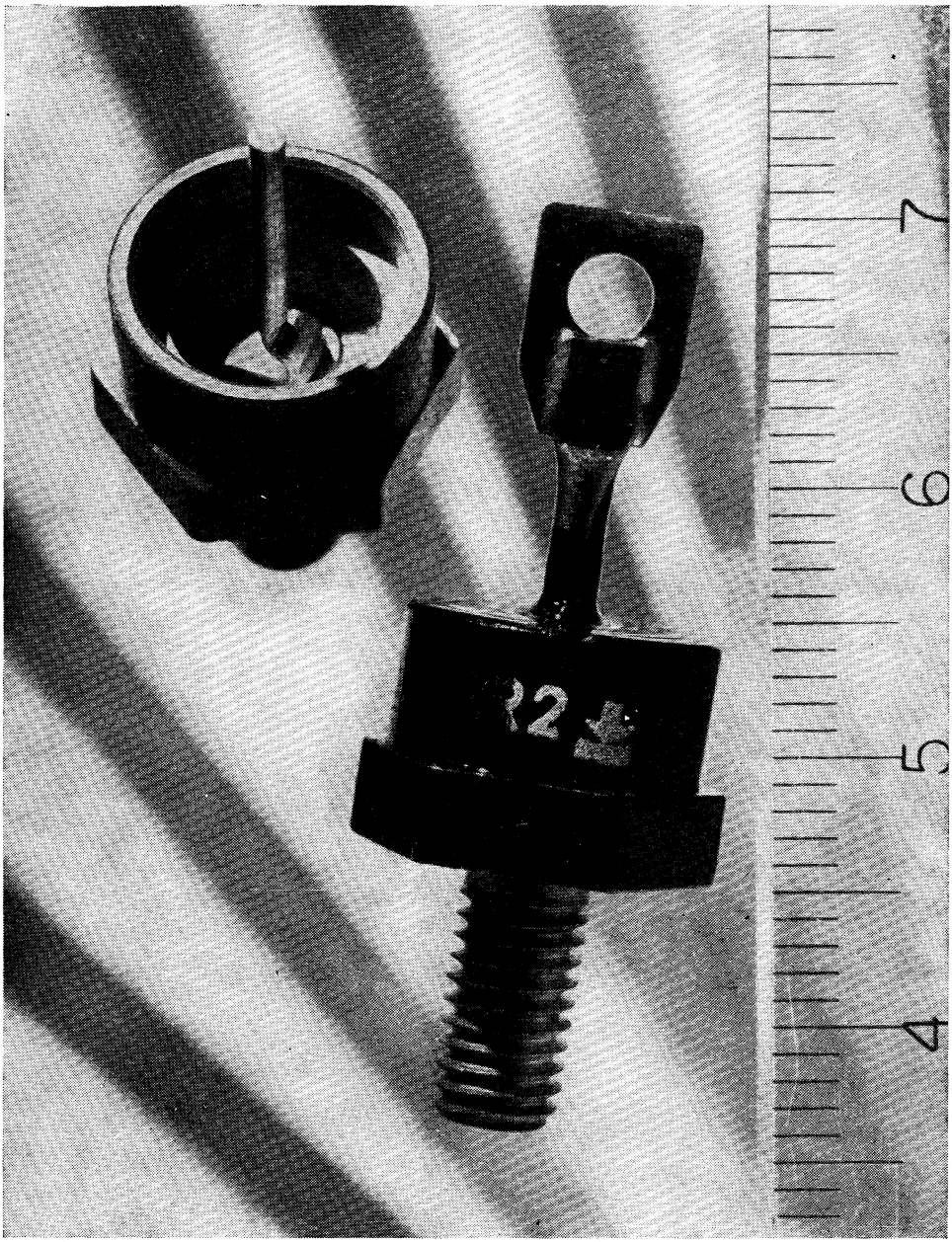
Ils possèdent une très forte capacité, de l'ordre de 10^4 pF/cm^2, qui les rend inutilisables au-dessus de quelques milliers d'hertz.



Diode à jonction 0,75 A et son boîtier.
Cliché SESCO



Diodes de signal et de commutation à pointe.
Cliché SESCO



Diode de redressement 10 A, à jonction.

Cliché SESCO

Le tableau suivant résume et compare leurs propriétés :

Caractéristiques	Cuproxyde	Sélénofer
Densité de courant admissible ..	100 mA/cm^2	200 mA/cm^2
Tension inverse maximale	5 V	25 V
Seuil de redressement	0,1 V	0,4 V
Température maximale	50 °C	70 °C
Rapport résistance directe/résistance inverse	1 000 à 10 000	environ 1 000

On voit que les redresseurs sélénofers peuvent supporter des tensions inverses et des températures plus élevées. Leur principale application est le redressement à fréquence industrielle ; ils sont cependant très concurrencés dans ce domaine par les diodes à jonction.

Les redresseurs cuproxydes ne servent plus guère que dans les appareils magnéto-électriques destinés à la mesure des courants alternatifs, où l'on profite de leur faible seuil de redressement.

EXERCICES

16.1 Etudier les variations de la résistance dynamique directe et inverse avec le courant, pour la diode 10 R2 dont la caractéristique est représentée à la figure 16-4. Même question pour une diode OA 85 (fig. 16-20).

16.2 Pourquoi faut-il généralement, avec un contrôleur universel, utiliser des graduations différentes pour les mesures en continu et en alternatif ?

16.3 Pourquoi la précision d'un contrôleur universel n'est-elle plus garantie dès que les fréquences atteignent quelques milliers d'hertz ?

16.4 On veut réaliser un groupement de diodes au sélénium destiné au redressement simple alternance de la tension du secteur 127 V. Ce groupement doit fournir un courant redressé d'intensité efficace 20 A $\left(\text{intensité moyenne } \frac{40}{\pi} \text{ A}\right)$.

Les diodes utilisées, identiques, présentent les caractéristiques suivantes:

— section utile 10 cm^2,
— seuil de tension 0,4 V,
— résistance dynamique directe 0,5 Ω,
— puissance dissipée maximale 2 W,
— tension inverse maximale 30 V,
— capacité 10 pF par cm^2 de section.

a) Montrer que l'on peut, sans grande erreur, assimiler la diode, pendant le temps de conduction, à une F. E. M. en série avec une résistance.

b) En faisant cette approximation, calculer le courant direct maximal admissible par diode.

c) Combien de diodes faudra-t-il employer pour réaliser le redresseur, et comment devront-elles être groupées ?

d) Calculer à 100 kHz la réactance de capacité du groupe ; comparer à la résistance directe et conclure.

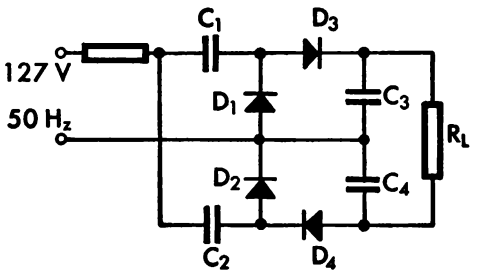


FIG. 16-24

16.5 Quelle est la tension redressée obtenue aux bornes de la charge du montage de la figure 16-24.

16.6 La diode 10 R2, dont la caractéristique est donnée par la figure 16-4, est montée en série avec une source de tension sinusoïdale $v = 3 \sin 314\,t$ volts et une charge $R_L = 0{,}5\ \Omega$.

Tracer la caractéristique directe en charge $I_D = f(V)$ de l'ensemble diode + charge. En déduire la forme d'onde du courant dans la charge ; quelle remarque faites-vous ?

Comparer les valeurs de la résistance de charge et de la résistance directe de la diode ; conclure.

16.7 Une diode OA 85, dont la caractéristique est donnée par la figure 16-20, est montée en série avec une charge $R_L = 1\ \text{M}\Omega$ et une source fournissant une tension sinusoïdale de valeur efficace 60 V.

a) Montrer qu'on peut négliger la chute de tension dans la diode pendant la conduction directe.

b) Tracer la caractéristique inverse en charge $-I_D = f(V)$ de l'ensemble diode + charge. Quelle est la valeur de crête atteinte par la tension aux bornes de la charge pendant la conduction inverse ?

c) Dessiner avec précision la forme d'onde de la tension aux bornes de la charge pendant une période de la tension d'alimentation ; quelle remarque faites-vous ?

d) Comparer les valeurs de la résistance de charge et de la résistance inverse de la diode ; conclure.

16.8 D'après la caractéristique de la figure 16-11, évaluer la résistance dynamique inverse de la diode de Zener 14 Z4 avant et après claquage.

16.9 La diode de Zener OAZ 203 a une tension de Zener $V_Z = 6{,}2$ V ; sa dissipation maximale est 250 mW. Calculer la valeur minimale de la résistance à disposer en série si l'ensemble est alimenté sous 12 V.

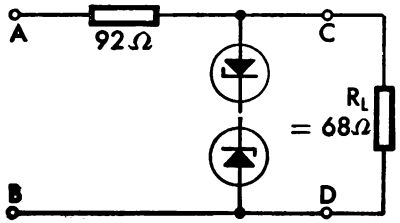


FIG. 16-25

16.10 Le montage de la figure 16-25 emploie des diodes Zener OAZ 203 ($V_Z = 6$ V) ; il est alimenté entre A et B par une tension sinusoïdale d'amplitude 24 V.

Quelles sont les formes d'onde :

— de la tension de sortie entre C et D ?
— du courant dans les diodes ?
— du courant dans la résistance série ?

Etudier l'influence d'une augmentation de l'amplitude de la tension d'entrée.

16.11 Une diode de Zener OAZ 207 est montée en stabilisatrice de tension suivant le schéma de la figure 16-14. Le fabricant fournit les caractéristiques suivantes :

— Tension de Zener pour $-I_D = 10$ mA : $V_Z = 9{,}2$ V.
— Résistance dynamique inverse après claquage : $r_Z = 4{,}5$ Ω.
— Puissance dissipée maximale 300 mW.
— Courant inverse maximal 30 mA.

On admettra que le claquage ne se produit que pour des courants supérieurs à 2 mA.

A. *Sortie à vide* (R_2 ∞) :

a) Tracer dans le plan I_Z, V_Z la partie utile de la caractéristique de la diode ; en établir l'équation.

b) Déterminer graphiquement puis algébriquement le point de fonctionnement pour $U_1 = 15$ V et $R_1 = 400$ Ω.

c) Entre quelles limites peut varier R_1 si U_1 reste constante égale à 15 V ?

d) Entre quelles limites peut varier U_1 si R_1 reste fixe égale à 400 Ω ? Quelles sont les variations correspondantes de la tension de sortie ?

B. *Charge constante* : $R_2 = 1\,000$ Ω.

a) Déterminer les intensités des courants I_1 dans R_1, I_2 dans R_2, I_Z dans la diode, pour $U_1 = 15$ V et $R_1 = 400$ Ω.

b) $U_1 = 15$ V ; entre quelles limites doit être comprise R_1 pour qu'il y ait stabilisation ? (On admettra pour répondre à cette question la tension de Zener constante égale à 9 V)

Même question pour $U_1 = 18$ V. La valeur $R_1 = 400$ Ω vous paraît-elle judicieuse si U_1 est susceptible de varier entre 15 et 18 V ?

c) Pour $R_1 = 400$ Ω, établir la relation existant entre U_2 et U_1. Exprimer le *facteur de régulation amont* $\dfrac{\Delta U_1}{U_1} \Big/ \dfrac{\Delta U_2}{U_2}$ en fonction de R_1, R_2, r_Z, U_1 et U_2.

Application : calculer la variation relative de tension de sortie lorsque U_1 varie de 10 % autour de la valeur 15 V.

C. *Tension d'entrée constante* : $U_1 = 15$ V ; $R_1 = 400\ \Omega$.

a) Entre quelles limites doit être comprise R_2 pour qu'il y ait stabilisation ? (Pour répondre à cette question on supposera la tension de Zener constante égale à 9 V).

b) Etablir la relation existant entre U_2 et I_2 lorsque R_2 varie. Exprimer le *facteur de régulation aval* $\Delta U_2/\Delta I_2$ en fonction de r_Z, R_1 et R_2. Tracer la caractéristique en charge $U_2 = f(I_2)$ dans le domaine de stabilisation.

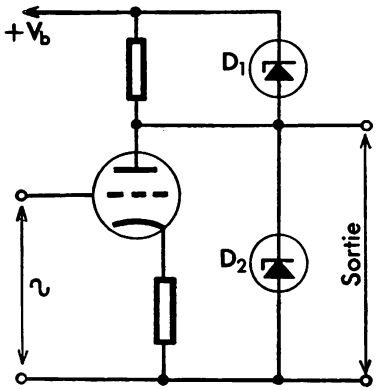


FIG. 16-26

16.12 On applique sur la grille du montage de la figure 16-26 une tension sinusoïdale d'amplitude suffisante pour bloquer le tube pendant les alternances négatives et pour le saturer pendant les alternances positives, en l'absence des diodes Zener.

Décrire le fonctionnement du montage en présence des diodes D_1 et D_2, de tensions de Zener respectives V_{Z1} et V_{Z2}. Exprimer la hauteur h des créneaux de sortie en fonction de V_{Z1}, V_{Z2} et V_b ; montrer que la somme des valeurs absolues des tensions de Zener doit être supérieure à V_b.

16.13 Le tableau ci-joint donne la correspondance entre tension et intensité — valeurs absolues — pour une diode Zener D_z sous tension inverse, à une certaine température θ_1.

u	Volts	0	7	7,6	8	8,1	8,3	8,5
i	milliampères	0	0,1	0,5	4	10	30	50

A. *a*) Tracer la caractéristique de D_z (i en fonction de u).

b) Déterminer les constantes U_0 et ρ de la relation

$$u = U_0 + \rho i \qquad (1)$$

qui représentera l'équation de la caractéristique lorsque $u \geqslant 8$ V. Quel schéma équivalent simple proposez-vous pour illustrer la relation (1) ?

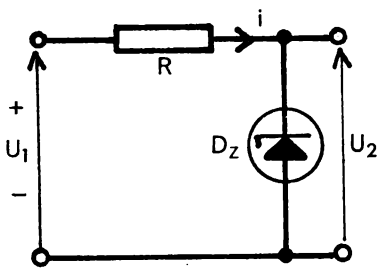


FIG. 16-27.

B. On admet maintenant, comme le suggère la question A, que la caractéristique est assimilable à 2 tronçons rectilignes. La diode D_z précédente est utilisée dans le montage (fig. 16-27), en série avec une résistance $R = 190\ \Omega$. La température ambiante reste θ_1.

On applique une tension u_1 positive et croissante à partir de zéro et on obtient la tension u_2 aux bornes de D_z. Etudier les variations de u_2 en fonction de u_1. La courbe représentative sera limitée au domaine pour lequel l'intensité dans D_z ne dépasse pas 50 mA. Echelle : 1 volt = 1 cm.

C. Maintenant, on fixe $u_1 = 18$ volts et on relève, avec le montage (fig. 16-28) la caractéristique u_2 en fonction de i_2, au moyen d'une résistance auxiliaire R_c réglable. R conserve la valeur précédente. Etudier cette caractéristique lorsque R_c varie de l'infini à zéro. Tracer la courbe représentative.

Echelles : 1 volt = 1 cm 10 mA = 2 cm.

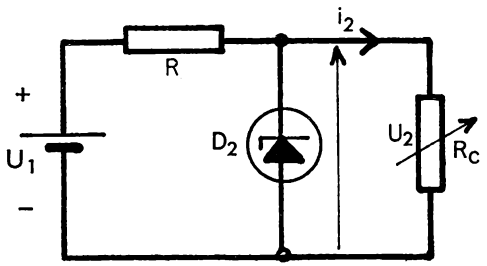


FIG. 16-28.

16.14 *Recharge d'une batterie.*

Le circuit figure 16-29 comporte :

— une force électromotrice sinusoïdale $v = V_m \sin \theta$ (avec $\theta = \omega t$) ;
— une diode supposée parfaite, c'est-à-dire équivalente à un interrupteur fermé pour le sens direct et ouvert pour le sens inverse ;
— une résistance de protection R ;
— une batterie à recharger, de force électromotrice constante E.

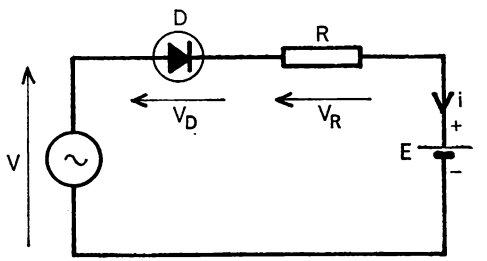


FIG. 16-29.

Pour les applications numériques, on donne :

$$V_m = 24\ \text{V} \qquad E = 12\ \text{V} \qquad R = 2\,\Omega\,.$$

Représenter, en fonction de la variable θ et aux échelles indiquées :

a) Les variations de v. Calculer les valeurs particulières θ_0 de θ qui correspondent à un changement dans le comportement de la diode D.

b) Les variations de i, intensité dans le circuit. Préciser la valeur de crête de i.

c) Les variations de u_R tension aux bornes de R.

d) Les variations de u_D tension aux bornes de D. Préciser la tension inverse maximale supportée par D.

Les 3 courbes *a*, *c*, *d* seront représentées sur la même figure, par rapport aux mêmes axes, mais en différenciant les tracés.

Echelles : 1 période de θ (2π) = 6 cm
1 ampère = 1 cm
6 volts = 1 cm.

CHAPITRE 17

TRANSISTOR
L'EFFET TRANSISTOR

I. GÉNÉRALITÉS

Rappels.

— *Semi-conducteurs* (chapitre 3).
— *Conductibilités intrinsèque et extrinsèque* (chapitre 3).
— *Jonction PN* (chapitre 15).

17.1 CONSTITUTION D'UN TRANSISTOR.

Un transistor à jonctions est constitué par un bloc monocristallin de semi-conducteur, comportant deux régions de même type de conductibilité, séparées par une *très mince* région du type opposé.

Nous pouvons donc distinguer *deux sortes* de transistors à jonctions :

— les transistors ***P-N-P*** (fig. 17-1 *a*)
— les transistors ***N-P-N*** (fig. 17-1 *b*).

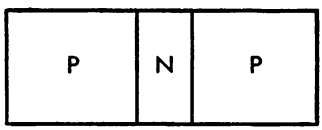


FIG. 17-1 (a)

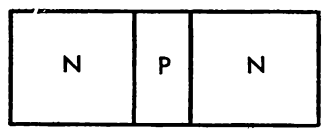


FIG. 17-1 (b)

Au point de vue électrique, *il n'y a pas de différence majeure entre ces deux sortes de transistors*, et tout circuit réalisé avec des transistors *P-N-P* peut l'être avec des transistors *N-P-N* par une simple permutation des polarités des sources continues d'alimentation ; notons cependant dès maintenant que des combinaisons de transistors *N-P-N* et *P-N-P* dans un même circuit peuvent conduire à des propriétés intéressantes.

Nous étudierons principalement les propriétés des transistors *P-N-P*, qui sont encore actuellement les plus fabriqués pour les usages courants, mais nous indiquerons chaque fois comment l'on peut en déduire les propriétés des transistors *N-P-N*.

De par sa constitution même, nous trouvons au sein du monocristal deux zones où la conductibilité passe graduellement du type *P* au type *N* (fig. 17-2) :

Un transistor comporte deux jonctions *PN* très voisines.

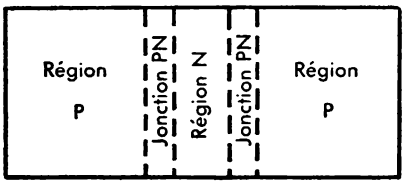


FIG. 17-2

Emetteur, collecteur, base.

Les deux régions extrêmes sont appelées

l'une : — **émetteur** (*E*)

l'autre : — **collecteur** (*C*).

La région intermédiaire est appelée :

— **base** (*B*).

Une connexion de sortie est faite sur chacune de ces électrodes (fig. 17-3).

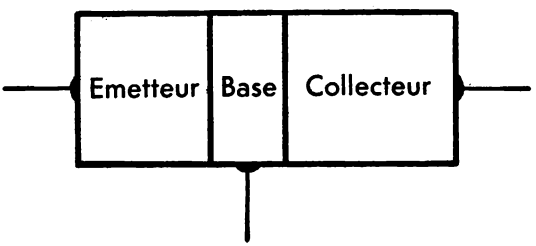


FIG. 17-3

Remarquons que, quel que soit le type *P-N-P* ou *N-P-N* du transistor, *l'émetteur et le collecteur sont toujours du même type de conductibilité, tandis que la base est du type opposé.*

Caractères particuliers de la base. — Pour des raisons que nous exposerons plus loin (17.8), la base est une région :

a) plus *faiblement dopée* que le collecteur et l'émetteur ; la concentration en empuretés y est environ cent fois moindre ;

b) *de très faible épaisseur* : entre 50 et 80 μm pour les transistors basse fréquence, de l'ordre de quelques microns seulement pour les transistors très haute fréquence.

Dissymétrie entre émetteur et collecteur. — Pour des raisons que nous exposerons plus loin (17.8), la surface de la jonction collecteur-base est environ deux ou trois fois

plus grande que la surface de la jonction émetteur-base (ces surfaces ont des valeurs comprises entre quelques dixièmes de millimètre carré et plusieurs millimètres carrés, suivant la puissance du transistor).

D'autre part ces deux régions ne présentent pas la même densité en porteurs de charges : l'émetteur est généralement plus dopé que le collecteur.

Définition. — Nous pouvons maintenant donner la définition suivante d'un transistor : *un transistor est formé d'un élément semi-conducteur dans lequel ont été formées deux jonctions, utilisées l'une comme émetteur et l'autre comme collecteur ; la région commune intermédiaire est appelée base.*

17.2 REPRÉSENTATIONS SYMBOLIQUES.

Symbole d'un transistor (voir fig. 17-4).

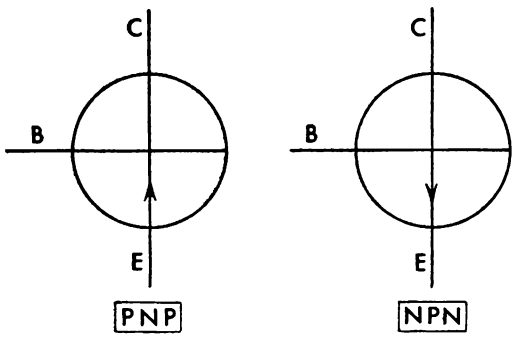


FIG. 17-4

Courants. — Les notations sont les suivantes :

— courant de collecteur I_C.

— courant d'émetteur I_E.

— courant de base I_B.

Quel que soit le type *P-N-P* ou *N-P-N* du transistor, *on convient d'orienter tous les courants vers le transistor* (fig. 17-5). Si un courant circule réellement dans ce sens, il

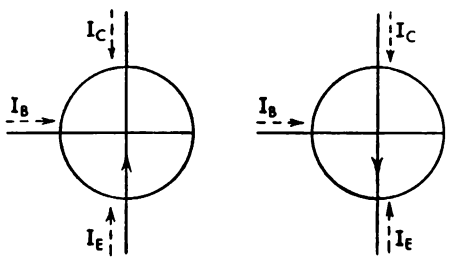


FIG. 17-5

est *positif* ; s'il circule en sens inverse du sens conventionnel, il est *négatif* (5.1). Les symboles I_C, I_E, I_B sont donc relatifs à des grandeurs algébriques.

Exemple : figure 17-6 ; le sens conventionnel du courant est indiqué par une flèche en traits interrompus, le sens réel de circulation par une flèche en trait plein.

Tensions. — Les tensions sont représentées par le symbole V suivi de deux indices ; le premier indice indique l'électrode sur laquelle la tension est mesurée, le second indice indique l'électrode de référence. Ces tensions sont également des grandeurs algébriques (5.2).

Exemple (fig. 17-7). V_{CE} = potentiel C — potentiel E.
V_{BE} = potentiel B — potentiel E.
V_{CB} = potentiel C — potentiel B.

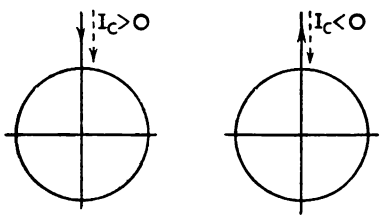


FIG. 17-6

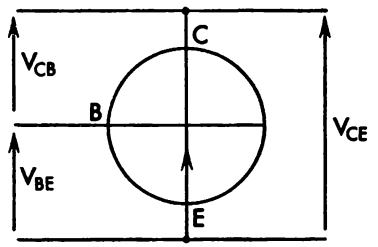


FIG. 17-7

Les tensions continues d'alimentation sont indiquées par répétition du premier indice ; l'électrode de référence est alors précisée par un troisième indice, mais ce dernier peut être omis le plus souvent.

17.3 PRINCIPES DE FABRICATION.

Les semi-conducteurs les plus employés sont le germanium (Ge) et le silicium (Si). Pour donner au semi-conducteur une conductibilité du type P on lui incorpore des éléments trivalents : aluminium (Al), gallium (Ga), indium (In) ; pour lui donner une conductibilité du type N, des éléments pentavalents : phosphore (P), arsenic (As), antimoine (Sb).

Technique par alliage. — Elle est surtout employée pour la fabrication des transistors basse fréquence, notamment *PNP* au germanium. Les opérations successives sont :

— *Purification* du germanium, par la méthode de la zone fondue.

— *Fusion et addition* d'une quantité dosée d'impureté pentavalente.

— *Tirage d'un monocristal* à partir d'un germe.

— *Découpage du bloc de germanium N* ainsi obtenu en plaquettes minces.

— *Formation des jonctions* : on dispose deux billes d'indium de grosseurs différentes sur les deux faces de la plaquette. Par chauffage, on fond l'indium qui se sature de

germanium ; au refroidissement, le germanium recristallise mais, contaminé par l'indium, il offre alors une conductibilité du type *P* (fig. 17-8).

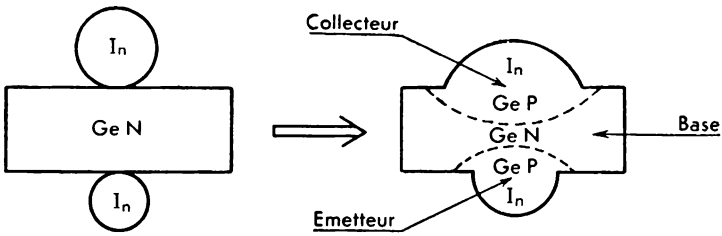


FIG. 17-8

— *Soudage des connexions et mise sous enveloppe*, verre ou métallique.

La figure 17-9 donne une vue en coupe d'un transistor de petite puissance, du type OC 71.

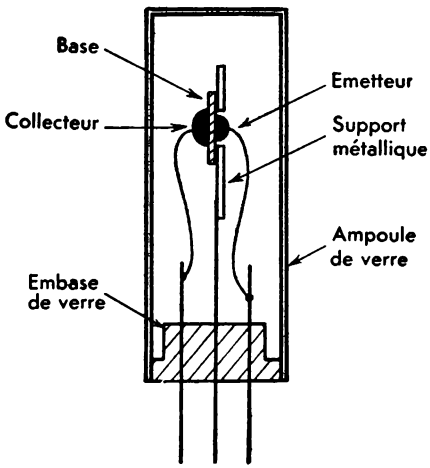


FIG. 17-9

Technique par tirage. — Elle consiste à extraire d'un bain de semi-conducteur fondu, un bloc qui présente des zones alternativement *P*, *N* et *P* (ou *N*, *P*, *N*). Ces alternances sont obtenues en changeant la nature et le dosage des impuretés du bain en cours de tirage, ainsi qu'en modifiant la vitesse de tirage.

Autres techniques.

— *Diffusion gazeuse* : consiste à chauffer un semi-conducteur, du type *P* par exemple, dans une atmosphère gazeuse contenant des impuretés pentavalentes ; ces impuretés diffusent à l'intérieur du semi-conducteur en créant une couche *N* qui peut être extrêmement mince.

— *Epitaxie* : consiste à déposer sur la surface d'un semi-conducteur, du silicium type *N très dopé* par exemple, une couche de silicium type *N très peu dopé* ; cette couche est obtenue par condensation de vapeur de silicium et peut être très mince.

— *Métallisation sous vide.*

— *Photogravure.*

Ces techniques sont notamment utilisées pour la fabrication des transistors « *Mesa* » et « *Planar* ». Elles fournissent des bases très minces, permettant un emploi en haute fréquence, et des jonctions à surfaces étendues et planes, permettant la mise en jeu de fortes puissances.

17.4 TRANSISTOR EN CIRCUIT OUVERT.

Un transistor comportant deux jonctions *PN* en opposition, les phénomènes déjà étudiés à propos de la jonction *PN* vont se reproduire ici au niveau de chacune des jonctions.

Raisonnons sur le cas d'un transistor *PNP*.

Jonction collecteur-base. — Les trous, porteurs majoritaires dans le collecteur, diffusent vers la base, où ils se recombinent avec des électrons ; inversement les électrons, porteurs majoritaires dans la base, diffusent vers le collecteur, où ils se recombinent avec des trous. Il apparaît par suite dans la zone de jonction une double charge spatiale, due aux centres donneurs et accepteurs fixes dont les charges ne sont plus compensées par celles des porteurs libres. Cette charge spatiale crée un *champ interne* E_1 (fig. 17-10) *et une barrière de potentiel*, qui s'opposent *à la diffusion des porteurs majoritaires.*

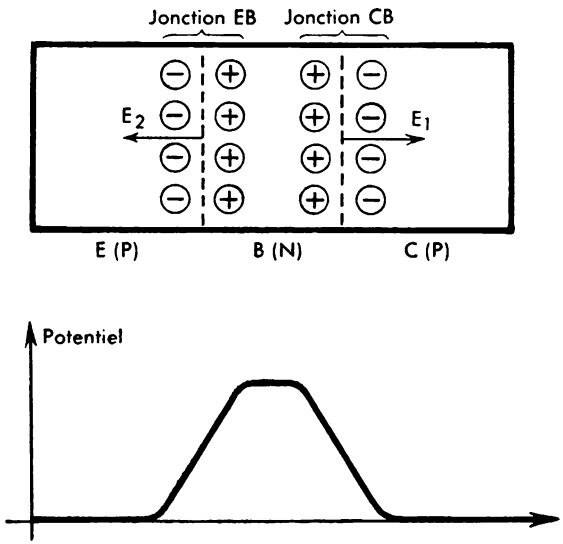


FIG. 17-10

Jonction émetteur-base. — Les trous, porteurs majoritaires dans l'émetteur, diffusent vers la base tandis que les électrons, porteurs majoritaires dans la base, diffusent vers l'émetteur. Il y a apparition d'une double charge spatiale qui crée *un champ interne* E_2 (fig. 17-10) *et une barrière de potentiel s'opposant à la diffusion des porteurs majoritaires.*

Nous en déduisons l'allure des variations du potentiel le long du cristal (fig. 17-10).

Remarque importante. — Les champs internes s'opposent au passage des porteurs majoritaires, mais ils favorisent au contraire le passage des porteurs minoritaires. Envisageons notamment le phénomène *dans la base*, au niveau de la jonction collecteur-base (fig. 17-11).

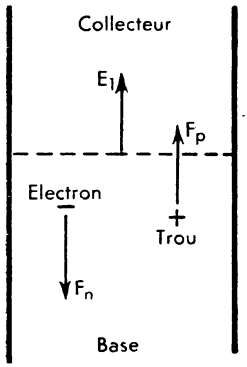


FIG. 17-11

— Dans la base, supposée de type *N*, les électrons sont porteurs majoritaires. Chargés négativement, ils sont soumis à une force F_n de sens opposé au champ E_1 : cette force s'oppose à leur passage dans le collecteur.

— Par contre, toujours dans la base, les trous sont porteurs minoritaires ; chargés positivement, ils sont soumis à une force F_p de même sens que le champ E_1 : cette force les propulse dans le collecteur.

Si des porteurs minoritaires sont présents dans la base, ils se trouvent propulsés dans le collecteur par le champ interne qui règne dans la zone de jonction.

17.5 LES COURANTS RÉSIDUELS.

Puisqu'un transistor est constitué par deux jonctions *PN*, il semble à première vue qu'il doive se comporter électriquement comme deux diodes mises en opposition (fig. 17-12).

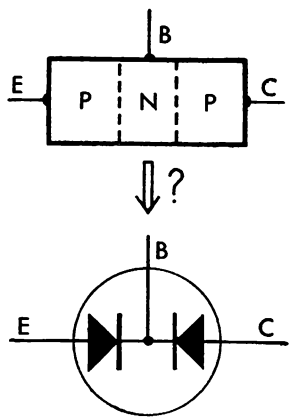


FIG. 17-12

La diode collecteur-base.

Expériences. — Opérons avec un transistor **OC 71** (*PNP* au germanium).

1. Montage figure 17-13 *a*. — La diode *CB* est polarisée dans le sens direct ; nous notons un courant important, limité uniquement par la résistance de protection R_p.

2. Montage figure 17-13 *b*. — La diode *CB* est bloquée ; nous notons un faible courant inverse, pratiquement indépendant de la tension de polarisation. Nous savons qu'il est dû aux porteurs minoritaires créés par agitation thermique (15-3).

Le courant inverse est appelé *courant résiduel de collecteur pour émetteur en circuit ouvert.* Nous le désignerons par le symbole I_{CBO}.

$$\boxed{I_E = 0 \quad |I_C| = |I_B| = I_{CBO}} .$$

Pour le transistor étudié, nous avons trouvé $I_{CBO} \approx 4$ µA.

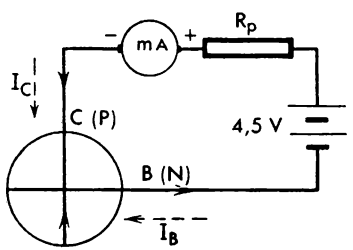


FIG. 17-13 (a)

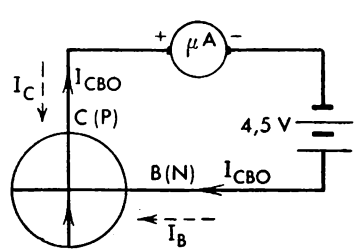


FIG. 17-13 (b)

Définition. — On appelle courant résiduel de collecteur en circuit ouvert le courant de collecteur quand le collecteur est polarisé en inverse par rapport à la borne de référence, l'autre borne étant en circuit ouvert en courant continu par rapport à la borne de référence.

La diode émetteur-base.

Expériences. — Nous opérons avec le même transistor.

1. Montage figure 17-14 *a.* — La diode *EB* est polarisée dans le sens direct ; nous notons un courant important, limité uniquement par R_p. La chute de tension directe V_{BE} est très faible.

2. Montage figure 17-14 *b.* — La diode *EB* est bloquée ; nous notons un faible courant inverse

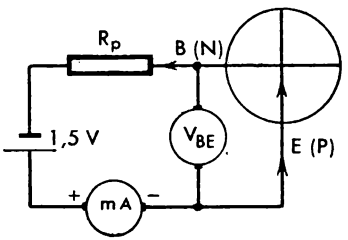


FIG. 17-14 (a)

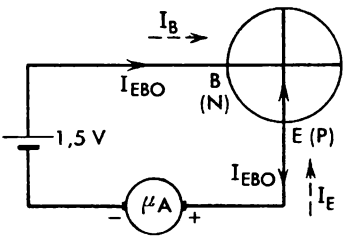


FIG. 17-14 (b)

Le courant inverse est appelé *courant résiduel d'émetteur pour collecteur en circuit ouvert.* Nous le désignerons par le symbole I_{EBO}.

$$\boxed{I_C = 0 \quad |I_E| = |I_B| = I_{EBO}} .$$

Pour le transistor OC 71 étudié, nous avons trouvé $I_{EBO} \approx 3$ μA. L'écart entre I_{EBO} et I_{CBO} correspond à la dissymétrie entre émetteur et collecteur.

Définition. — On appelle courant résiduel d'émetteur en circuit ouvert le courant d'émetteur quand l'émetteur est polarisé en inverse par rapport à la borne de référence, l'autre borne étant en circuit ouvert en courant continu par rapport à la borne de référence.

Les deux diodes en opposition.

Expériences. — Nous opérons toujours avec le même transistor.

1. Montage figure 17-15 *a.* — La diode *CB* est passante, la diode *EB* est bloquée. Nous observons un courant résiduel de 7,5 μA environ.

Nous nous attendions à obtenir un courant égal au courant inverse de la diode *EB* ; nous observons en fait un courant résiduel $I_{ECO} > I_{CBO}$.

2. Montage figure 17-15 *b.* — La diode *EB* est passante, la diode *CB* est bloquée. Nous observons un courant résiduel de 135 μA.

Nous nous attendions à obtenir un courant égal au courant inverse de la diode *CB* ; **nous observons en fait un courant résiduel** $I_{CEO} \gg I_{CBO}$. Quant à l'écart entre I_{CEO} et I_{ECO}, il est dû à la dissymétrie des jonctions.

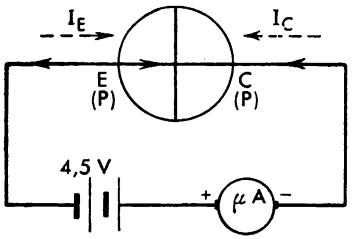


FIG. 17-15 (a)

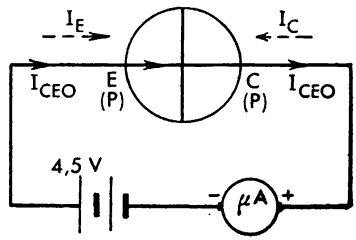


FIG. 17-15 (b)

$$\boxed{I_B = 0 \quad |I_E| = |I_C| = I_{CEO}} .$$

Le courant I_{CEO} est appelé *courant résiduel de collecteur pour base en circuit ouvert.*

$$\boxed{I_{CEO} \gg I_{CBO}} .$$

Conclusion. — La différence importante observée entre les courants résiduels de collecteur nous montre qu'**un transistor ne se comporte pas simplement comme un ensemble de deux diodes en opposition** (17.11).

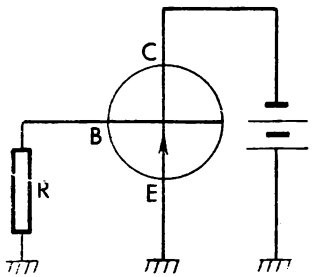


FIG. 17-16

Courant résiduel de collecteur en court circuit — Dans de nombreuses applications, la base est reliée à l'émetteur par l'intermédiaire d'une résistance (fig. 17-16).

— *Résistance infinie ou très grande* : La base est en circuit ouvert, le courant de collecteur est égal à I_{CEO}.

— *Résistance nulle* : La base est en court-circuit avec l'émetteur ; le courant de collecteur est alors appelé *courant résiduel de collecteur en court-circuit.* Nous le désignerons par le symbole I_{CES} ; cette valeur est d'ailleurs peu supérieure à I_{CBO}.

— *Résistance quelconque* : Le courant résiduel de collecteur prend une valeur I_{CER} intermédiaire entre I_{CES} et I_{CEO}.

II. L'EFFET TRANSISTOR

17.6 ÉTUDE EXPÉRIMENTALE.

Montage. — Voir figure 17-17 ; nous employons un transistor OC 71 (*PNP*).

Il faut utiliser pour mesurer les courants d'émetteur et de base des ampèremètres à très faible chute de tension. Il est recommandé d'utiliser le même type d'appareil pour mesurer I_E et I_C.

Le voltmètre mesurant V_{BE} doit posséder une très grande résistance interne.

Nous distinguons sur le schéma un circuit collecteur-émetteur et un circuit base-émetteur, possédant tous deux l'émetteur comme borne commune : on a réalisé un **montage à émetteur commun.**

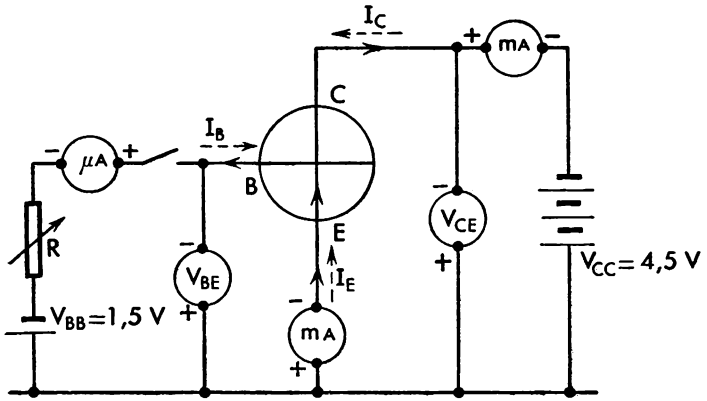


FIG. 17-17

EXPÉRIENCE 1.

— Interrupteur levé : La base est en circuit ouvert et la jonction *CB* est polarisée en inverse. Le circuit collecteur-émetteur est parcouru par le courant résiduel de collecteur pour base en circuit ouvert.

$$I_B = 0 \; ; \quad - I_C = I_E = I_{CEO} = 135 \; \mu A \; .$$

$$- V_{CE} = 4{,}5 \; V \; ; \quad - V_{BE} = 75 \; mV \; .$$

— Abaissons l'interrupteur : Pour une certaine valeur de *R*, nous obtenons :

$$- I_B = 40 \; \mu A \; ; \; - I_C = 2{,}37 \; mA \; ; \; I_E = 2{,}41 \; mA \; .$$

$$- V_{BE} = 160 \; mV \; .$$

Les sens des courants sont indiqués sur la figure 17-17 : sens positifs par des flèches en traits interrompus, sens réels par des flèches en traits pleins.

Conclusions. — En polarisant la jonction *EB* dans le sens direct, nous constatons le passage d'un courant I_E important, ce qui nous paraît normal puisque cette jonction est passante ; *mais nous constatons aussi un accroissement très important du courant de collecteur*, ce qui est inattendu puisque la jonction *CB* est polarisée en inverse. En première approximation nous pouvons même admettre que $- I_C = I_E$.

Le courant direct de la jonction *EB* traverse presque intégralement la jonction *CB* polarisée en inverse.

Ce phénomène constitue l'*effet transistor* (transistor = *trans*fer-re*sistor*).

En réalité nous observons l'existence d'un *léger courant de base*, et l'intensité du courant de collecteur est *un peu inférieure* à l'intensité du courant d'émetteur.

EXPÉRIENCE 2 — En faisant varier R, nous avons relevé le tableau de valeurs suivant ; V_{CE} est resté constant égal à 4,5 V pendant toutes les mesures.

$-I_B$ (μA)	0	10	20	50	80	100	150	200
$-V_{BE}$ (mV)	75	116	135	169	192	204	229	252
$-I_C$ (mA)	0,135	0,59	1,13	3	5,05	6,4	9,7	12,8

Nous pouvons en déduire la représentation graphique de I_C en fonction de I_B (fig. 17-18).

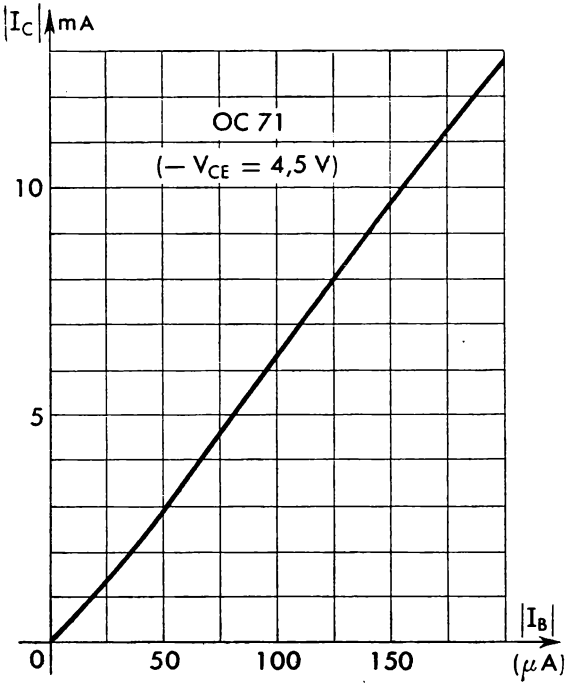


FIG. 17-18

Conclusions.

a) **De faibles variations de I_B entraînent des variations importantes de I_C,** et donc de I_E.

b) **La tension V_{BE} reste toujours très faible** — elle correspond en effet à une jonction polarisée dans le sens direct — d'où la nécessité d'une résistance R pour limiter le courant de base. D'autre part, V_{BE} faible entraîne :

$$V_{CB} \approx V_{CE}\,.$$

EXPÉRIENCE 3. — Etudions l'influence des tensions V_{BE} et V_{CE}. La première a déjà été vue dans l'expérience 2 ; pour la seconde, maintenons I_B constant et faisons varier V_{CC}.

Pour $I_B = 100$ μA, nous avons trouvé :

$$| V_{CE} | = 4{,}5 \text{ V} ; \quad | I_C | = 6{,}4 \text{ mA}.$$
$$| V_{CE} | = 9 \text{ V} ; \quad | I_C | = 7{,}8 \text{ mA}.$$

Conclusions. — La tension *directe* appliquée entre émetteur et base agit considérablement sur les intensités des courants ; par contre la tension *inverse* appliquée entre collecteur et émetteur a peu d'influence.

Cas d'un transistor *NPN*. — Dans le montage représenté à la figure 19-17 il suffit d'inverser les polarités des sources V_{BB} et V_{CC}. Les sens réels de circulation des courants sont alors tous inversés, mais les propriétés fondamentales restent les mêmes que pour le transistor *PNP*.

17.7 INTÉRÊT DE L'EFFET TRANSISTOR.

A l'aide des résultats de l'expérience 1, calculons la puissance consommée dans le circuit base : la source V_{BB} débite un courant $| I_B | = 40$ μA, qui subit une chute de tension $| V_{BE} | = 160$ mV ; la puissance absorbée par le transistor est

$$P_1 = 160 \times 10^{-3} \times 40 \times 10^{-6} = 64 \times 10^{-7} \text{ W} = 6{,}4 \text{ μW}.$$

Calculons d'autre part la puissance commandée dans le circuit de collecteur ; la source $V_{CC} = 4{,}5$ V y est parcourue par le courant $| I_C | = 2{,}37$ mA, elle fournit donc une puissance

$$P_2 = 4{,}5 \times 2{,}37 \times 10^{-3} \text{ W} = 10{,}6 \text{ mW},$$

d'où un rapport

$$\frac{P_2}{P_1} \approx 1\,600.$$

Ce résultat est général : la jonction *EB* étant polarisée dans le sens direct n'est soumise qu'à des tensions très faibles, par contre la jonction *CB* polarisée en inverse peut supporter des tensions beaucoup plus élevées. *Le montage émetteur commun permet de commander des courants importants dans un circuit à haute tension, au moyen d'une source de faible tension débitant un faible courant.*

L'effet transistor permet de commander des puissances importantes en ne dépensant qu'une faible puissance pour la commande.

Comme le tube triode, *le transistor est un relais* (7.2).

17.8 INTERPRÉTATION PHYSIQUE DE L'EFFET TRANSISTOR.

Envisageons toujours le cas d'un transistor *PNP* :

— Dans l'émetteur et le collecteur, régions *P*, les porteurs majoritaires sont les trous.

— Dans la base, région *N*, les électrons sont porteurs majoritaires, les trous sont porteurs minoritaires.

1. *En circuit ouvert*, des barrières de potentiel apparaissent aux niveaux des jonctions *CB* et *EB* (17.4), qui s'opposent au passage des porteurs majoritaires.

2. *En circuit fermé* (fig. 17-17) :

— La source V_{BB} applique une polarisation directe à la jonction *EB* ; la barrière de potentiel correspondante est abaissée et les porteurs majoritaires peuvent traverser cette jonction. Il s'établit un courant direct I_E, *dû surtout à une circulation de trous de l'émetteur vers la base.* (Il existe aussi une circulation d'électrons de la base vers l'émetteur, mais négligeable car la base n'est que faiblement dopée.)

— Une fois injectés dans la base, les trous y deviennent porteurs minoritaires ; *ils sont alors propulsés dans le collecteur* par le champ interne qui règne à l'intérieur de la jonction *CB* polarisée en inverse (17.4), donnant naissance au courant I_C.

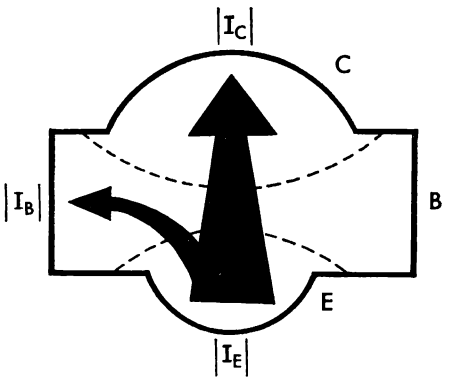
Les trous émis dans la base par l'émetteur sont collectés par le collecteur.

Courant de base. — En réalité I_C est inférieur à I_E car :

— Au cours de la traversée de la base, une partie des trous se recombinent avec des électrons, qui s'y trouvent porteurs majoritaires ; tous les trous émis par *E* n'arrivent donc pas en *C*.

— En plus du courant de trous, I_E comporte aussi un léger courant d'électrons venant de la base.

Pour ces deux raisons, la base s'appauvrit en électrons ; elle appelle un courant d'électrons en provenance de la source V_{BB} pour rétablir son équilibre interne : c'est le courant de base (fig. 17-19).



$|I_E|$ = déplacement de trous de l'émetteur vers la base
$|I_C|$ = déplacement de trous de la base vers le collecteur
$|I_B|$ = trous perdus par recombinaisons

FIG. 17-19

Pour réduire ce courant de base, il faut favoriser le transport des trous de l'émetteur vers le collecteur :

— *en diminuant l'épaisseur de la base* ;

— *en diminuant la densité des électrons dans la base* : la base n'est que faiblement dopée ;

— *en augmentant la surface de la jonction CB*, que l'on rend généralement deux à trois fois supérieure à celle de la jonction *EB*.

Analogie entre transistor et tube triode (fig. 17-20).

Tube triode	Transistor *PNP*
monté en cathode commune	*monté en émetteur commun*
La cathode émet les électrons.	L'émetteur émet les trous.
L'anode collecte les électrons.	Le collecteur collecte les trous.
Le *potentiel* de grille contrôle le courant anodique.	Le *courant* de base contrôle le courant de collecteur.
On peut commander de fortes puissances dans le circuit d'anode en ne consommant qu'une faible puissance dans le circuit de grille.	On peut commander de fortes puissances dans le circuit de collecteur en ne consommant qu'une faible puissance dans le circuit de base.

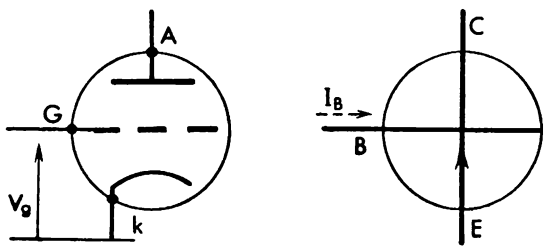


FIG. 17-20

17.9 TRANSFERT DE COURANT ENTRE BASE ET COLLECTEUR.

L'expérience 2 (17.6) a montré que **pour un transistor de faible puissance le courant I_C est fonction presque linéaire de I_B** (fig. 17-18).

Désignons par β le coefficient angulaire de la droite représentative : *β est le coefficient d'amplification de courant, ou encore rapport de transfert direct du courant, en émetteur commun, à tension constante entre collecteur et émetteur.*

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}, \text{ à } V_{CE} \text{ constante} .$$

Exemple : OC 71 ; lorsque I_B croît de 80 à 100 μA, I_C passe de 5,05 à 6,40 mA ; par conséquent :

$$\beta = \frac{6{,}40 - 5{,}05}{(100 - 80)\,10^{-3}} \approx 67 .$$

En assimilant la caractéristique $I_C(I_B)$ à une droite passant par l'origine, nous obtenons la relation approchée :

$$I_C = \beta I_B .$$

On peut améliorer l'approximation en tenant compte du courant résiduel I_{CEO} :

$$\boxed{| I_C | = \beta | I_B | + I_{CEO}} .$$

Transistor de puissance. — La caractéristique $I_C(I_B)$ à V_{CE} constante n'est plus rectiligne (fig. 17-21). Il est toujours possible de définir un coefficient d'amplification de courant en chaque point de la caractéristique, mais sa valeur dépend du point considéré.

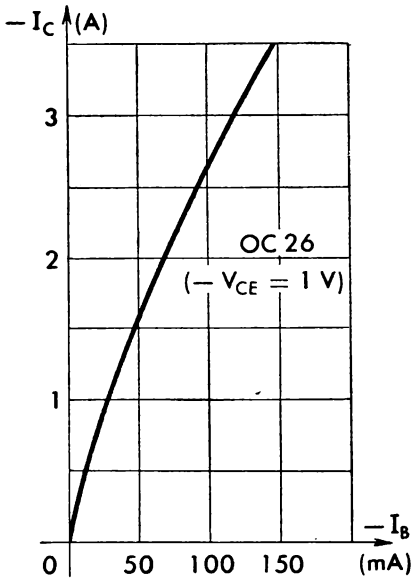


FIG. 17-21

Exercice. — Etudier les variations de β avec I_C pour un transistor de puissance OC 26 (fig. 17-21).

17.10 TRANSFERT DE COURANT ENTRE ÉMETTEUR ET COLLECTEUR.

L'expérience 1 (17.6) a montré que le courant d'émetteur est presque intégralement collecté par le collecteur :

$$| I_C | \approx | I_E | .$$

En réalité, I_C est légèrement inférieur à I_E par suite de l'existence du courant de base, ce qui nous amène à introduire un facteur α de valeur très légèrement inférieure à l'unité :

$$| I_C | = \alpha | I_E | ; \quad \alpha < 1, \quad \alpha \approx 1 .$$

Nous obtiendrons encore une meilleure approximation en tenant compte du courant résiduel I_{CBO} :

$$\boxed{| I_C | = \alpha | I_E | + I_{CBO}} .$$

α est aussi un coefficient d'amplification de courant, ou rapport de transfert direct. *En toute rigueur, il doit être défini à propos d'un montage en base commune, à tension constante entre collecteur et base.*

$$\boxed{\alpha = \frac{\Delta \mid I_C \mid}{\Delta \mid I_E \mid}, \text{ à } V_{CB} \text{ constante}} .$$

Dans la pratique, α ne dépend pas de V_{CB}.

17.11 RELATIONS ENTRE LES COURANTS.

La somme algébrique des trois courants est nulle. — Le principe de conservation de l'électricité nous fournit :

$$\boxed{I_E + I_B + I_C = 0} \qquad \text{(relation } \textit{algébrique}\text{)}.$$

Dans le cas d'un transistor *PNP*, et compte tenu des sens réels de circulation des courants, cette relation devient :

$$I_E - \mid I_B \mid - \mid I_C \mid = 0$$

soit :

$$I_E = \mid I_C \mid + \mid I_B \mid \quad \text{(fig. 17-19)}.$$

Exercice. — Que devient la relation dans le cas d'un transistor *NPN* ?

Conséquence : relation entre les coefficients d'amplification. — Envisageons le cas d'un transistor *PNP*.

De la relation entre courants, nous déduisons une relation entre accroissements de courants :

$$\Delta I_E = \Delta \mid I_C \mid + \Delta \mid I_B \mid .$$

Divisons les deux membres par $\Delta \mid I_C \mid$:

$$\frac{\Delta I_E}{\Delta \mid I_C \mid} = 1 + \frac{\Delta \mid I_B \mid}{\Delta \mid I_C \mid},$$

soit

$$\frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta}.$$

D'où nous tirons :

$$\boxed{\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}} \qquad \text{et} \qquad \boxed{\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}} .$$

Application numérique : transistor OC 71. Nous avons trouvé $\beta = 67$, par conséquent $\alpha = \frac{67}{68} = 0{,}985$.

Relation entre les courants résiduels de collecteur. — Lorsque le courant de base est nul, on a $| I_E | = | I_C | = I_{CEO}$. Reportons ces valeurs dans la relation

$$| I_C | = \alpha | I_E | + I_{CBO}$$

qui devient

$$I_{CEO} = \alpha I_{CEO} + I_{CBO},$$

d'où nous tirons :

$$\boxed{I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} = (\beta + 1) I_{CBO}} .$$

Vérification : Les valeurs trouvées expérimentalement ($I_{CEO} = 135$ µA, $I_{CBO} = 4$ µA, $\beta = 67$) vérifient mal cette relation ; c'est parce qu'aux faibles courants β ne conserve pas la valeur 67 que nous avions déterminée pour un courant de collecteur voisin de 6 mA.

Interprétation physique. — Si l'on néglige le courant résiduel I_{CBO}, le transfert de courant entre émetteur et collecteur s'effectue comme l'indique la figure 17-22 *a* ; sur 100 trous injectés par l'émetteur, seulement 100 α ($\alpha < 1$) parviennent au collecteur, le reste est capté par la base.

Le courant de fuite I_{CBO} de la jonction *CB* peut se traduire par un courant passant dans une résistance de fuite *fictive* R_f placée en parallèle avec une jonction *CB idéale*. Les transferts de courants se font alors comme l'indique la figure 17-22 *b*.

Enfin dans le cas où la base est en l'air : $I_B = 0$, $| I_C | = | I_E | = I_{CEO}$, la figure 17-22 *c* nous montre comment se forme le courant résiduel I_{CEO}, et pourquoi il est supérieur au courant de fuite I_{CBO}.

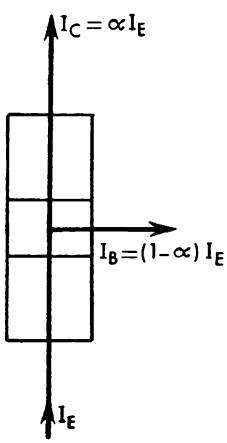


FIG. 17-22 (a)

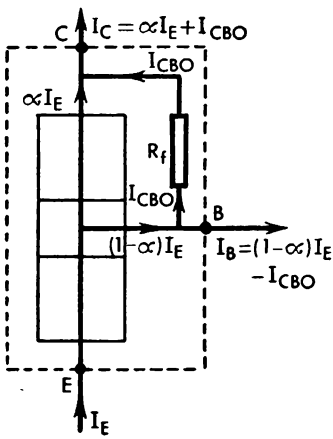


FIG. 17-22 (b)

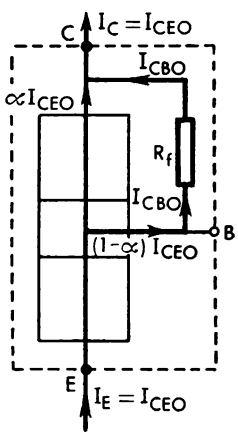


FIG. 17-22 (c)

Le tableau de la page suivante résume les propriétés fondamentales du transistor.

Propriétés fondamentales du transistor

1. **En fonctionnement, la jonction *EB* doit être polarisée dans le sens direct, et la jonction *CB* dans le sens inverse.**

2. **La tension V_{BE} est toujours très faible ; $V_{CB} \approx V_{CE}$.**

3. **Par de faibles variations du courant direct I_B on peut commander des variations importantes du courant inverse I_C et obtenir un transfert de puissance appréciable.**

4. $\boxed{|I_C| \approx |I_E|}$ $\quad (|I_C| = \alpha |I_E| + I_{CBO}, \quad \alpha < 1)$

5. $\boxed{|I_C| \approx \beta |I_B|}$ $\quad (|I_C| = \beta |I_B| + I_{CEO})$

Ordre de grandeur de β : plusieurs dizaines.

6. $\boxed{I_C + I_B + I_E = 0}$ (relation algébrique)

7. Sens réels des courants (fig. 17-23).

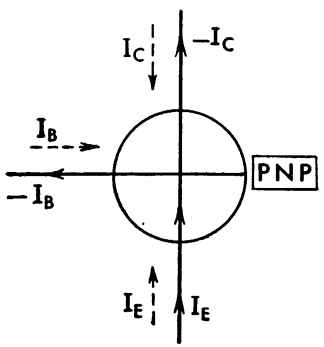


FIG. 17-23 (a)

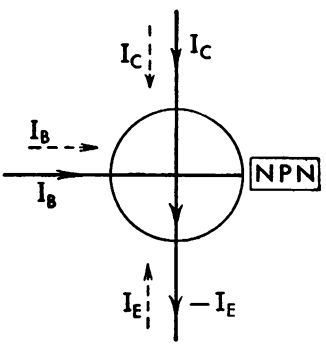


FIG. 17-23 (b)

Il est facile de s'en souvenir en remarquant que le courant de collecteur est un courant inverse pour la jonction *CB*, tandis que les courants d'émetteur et de base sont des courants directs pour la jonction *EB*.

8. **Le courant résiduel de collecteur pour base en circuit ouvert est environ β fois plus grand que le courant résiduel de collecteur pour émetteur en circuit ouvert :**

$$I_{CEO} = (\beta + 1)\, I_{CBO} .$$

III. LES QUATRE RÉGIMES DE FONCTIONNEMENT

17.12 BLOCAGE DU TRANSISTOR. INVERSION DU COURANT DE BASE.

I_{CBO} est la plus petite valeur que puisse prendre l'intensité du courant de collecteur : on dit alors que *le transistor est bloqué.*

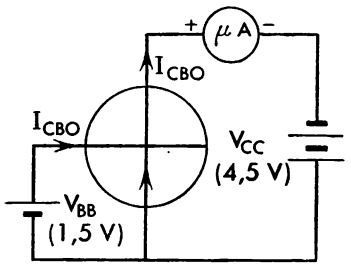


FIG. 17-24

Le plus simple pour bloquer un transistor est de déconnecter son émetteur, mais on ne peut pas employer ce procédé dans le cas d'un montage en émetteur commun. **Un second moyen consiste à inverser les polarités de la source V_{BB}.**

Expérience. — Avec un transistor OC 71, réalisons le montage indiqué par la figure 17-24. Nous lisons sur le microampèremètre une intensité $| I_C | = 4$ μA, qui correspond à la valeur I_{CBO}.

Interprétation. — La source V_{BB} dont les polarités ont été inversées bloque maintenant la jonction *EB, ce qui annule le courant d'émetteur* ; on obtient par suite $| I_C | = | I_B | = I_{CBO}$.

Inversion du courant de base. — Comparons le sens de circulation du courant de base I_{CBO} lorsque le transistor est bloqué (fig. 17-24), avec son sens de circulation lorsque le transistor n'est pas bloqué (fig. 17-23 *a*) : nous constatons qu'il y a eu un *phénomène d'inversion du courant de base.*

Représentation graphique. — La relation

$$| I_C | = \beta | I_B | + I_{CEO} \qquad (17.9)$$

se met, pour un transistor *PNP*, sous la forme algébrique :

$$- I_C = \beta(- I_B) + I_{CEO}$$

que l'on peut encore écrire

$$I_B = - \frac{1}{\beta}(- I_C) + \frac{I_{CEO}}{\beta} .$$

On reconnaît l'équation d'une droite à coefficient angulaire négatif $\left(- \frac{1}{\beta}\right)$ passant par les points $(- I_C = I_{CBO}, I_B = I_{CBO})$ et $(- I_C = I_{CEO}, I_B = 0)$. Cette représentation (fig. 17-25) met bien en évidence le changement de sens de circulation du courant de base, qui se produit dès que le courant de collecteur devient inférieur à I_{CEO}.

Remarque. — En toute rigueur, nous verrons ultérieurement que le courant de base s'annule et change de sens avant même que les polarités de la tension V_{BE} aient été inversées.

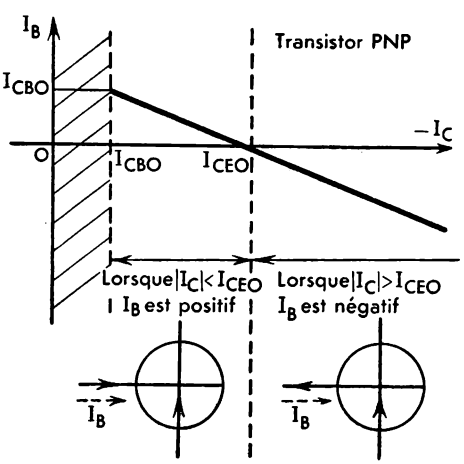


FIG. 17-25

17.13 INVERSION DE LA TENSION COLLECTEUR-BASE : SATURATION DU TRANSISTOR.

Jusqu'ici nous avions polarisé la jonction *CB* en inverse pour profiter de l'effet transistor. Etudions maintenant le comportement du transistor pour une polarisation *directe* de cette jonction.

Expérience (fig. 17-26). — Imposons-nous une intensité I_E que nous maintiendrons constante pendant les mesures en agissant sur R_E. Faisons croître V_{CB} lentement à partir de zéro et relevons les valeurs correspondantes de I_C.

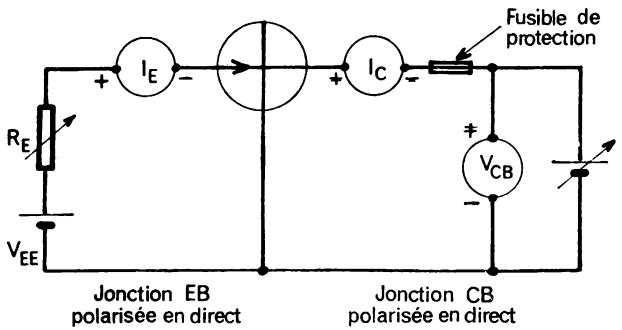


FIG. 17-26.

Nous obtenons la caractéristique représentée à la figure 17-27. Nous constatons que le courant de collecteur, primitivement presque égal à I_E pour les polarisations

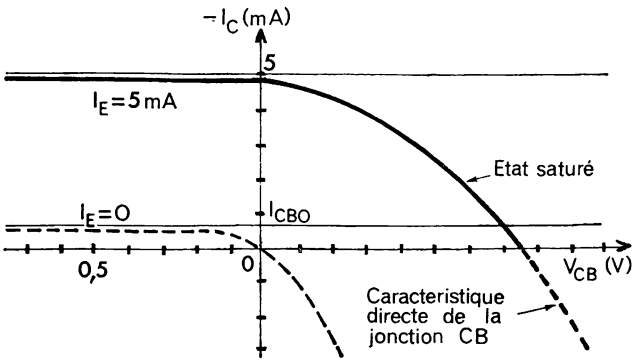


FIG. 17-27.

inverses de la jonction *CB*, décroît rapidement : $| I_C | < | I_E |$; puis pour des tensions V_{CB} plus élevées, il s'inverse et tend à croître très vite : $I_C > 0$, on est alors en présence de la caractéristique directe de la jonction *CB*.

Conclusion. — *La polarisation directe de la jonction CB fait disparaître l'effet transistor*, c'est-à-dire le transfert presque intégral du courant direct d'émetteur au courant inverse de collecteur. La diode *CB* tend à fonctionner en caractéristique directe comme la diode *EB*.

*Le régime de fonctionnement correspondant à des polarisations **directes** des jonctions CB et EB, et avant inversion du courant de collecteur, porte le nom de **régime de saturation.***

Caractères de l'état saturé.

— *L'effet transistor ne se manifeste plus* :

$$|I_C| < \alpha |I_E| \quad \text{et} \quad |I_C| < \beta |I_B| .$$

— *La tension entre collecteur et émetteur est très faible* :

$$|V_{CE}| = |V_{EB}| - |V_{CB}| \approx 0 .$$

— L'intensité est uniquement limitée par la charge mise en série avec le collecteur ; *il est possible de faire passer des courants importants sous faible tension.*

Commutation. — Dans de nombreuses applications, les transistors sont utilisés en *commutateurs*, passant alternativement de l'état bloqué à l'état saturé. Ils jouent ainsi le rôle d'interrupteurs, alternativement ouverts et fermés (fig. 17-28). La commande du commutateur se fait à l'aide d'un signal appliqué sur la base.

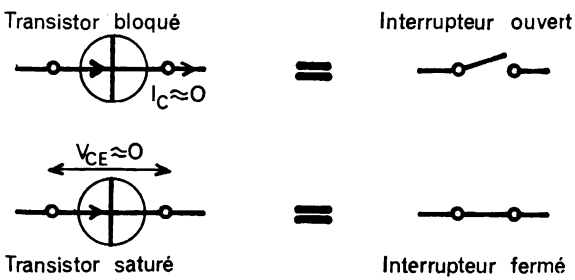


FIG. 17-28.

17.14 TRANSISTOR INVERSÉ.

Il n'y a pas de différence de nature entre les régions émetteur et collecteur ; le transistor peut donc être monté en inverse, *le collecteur habituel servant d'émetteur et l'émetteur habituel de collecteur*. La jonction *CB* est polarisée en sens direct, la jonction *EB* en sens inverse (fig. 17-30).

L'effet transistor se traduit par

$$|I_E| = \alpha_{inv} |I_C| ;$$

mais par suite de la dissymétrie entre émetteur et collecteur (17.1), le rapport de transfert α_{inv} n'est que d'environ 0,3 à 0,6 au lieu d'être voisin de 1.

Malgré cet inconvénient, le montage inversé est souvent utilisé dans le fonctionnement en commutation car :

— dans l'état bloqué, le courant de fuite est plusieurs dizaines de fois plus faible qu'avec le montage normal ;

— dans l'état saturé, la tension résiduelle V_{CE} est plusieurs dizaines de fois plus faible qu'avec le montage normal.

Remarque. — Il ne faut pas confondre le montage *inversé* avec le montage *collecteur commun* (exercice 17.5) ; il n'y a pas dans le second permutation des rôles de l'émetteur et du collecteur.

Les différentes possibilités de polarisations des jonctions *CB* et *EB* définissent finalement quatre régimes de fonctionnement, résumés dans le tableau suivant.

Régime normal

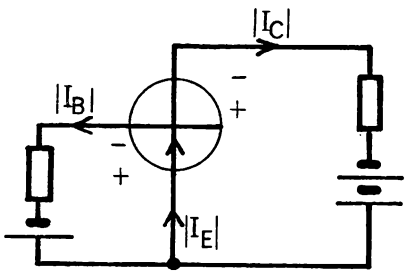


FIG. 17-29.

Jonction *EB* : polarisation *directe*
Jonction *CB* : polarisation *inverse*

$$V_{BE} \approx 0$$

$$|I_C| = \alpha |I_E| ; \qquad \alpha \approx 1$$

$$|I_C| = \beta |I_B|$$

Régime inversé

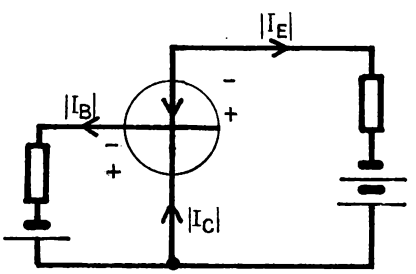


FIG. 17-30.

Jonction *EB* : polarisation *inverse*
Jonction *CB* : polarisation *directe*

$$V_{BC} \approx 0$$

$$|I_E| = \alpha_{inv} |I_C| ; \qquad \alpha_{inv} < \alpha$$

$$|I_E| = \beta_{inv} |I_B| ; \qquad \beta_{inv} < \beta$$

Régime bloqué

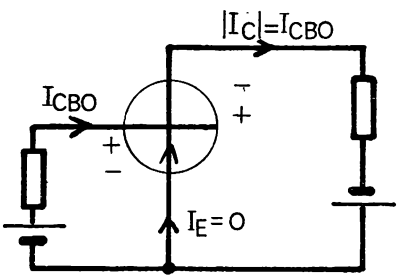


FIG. 17 31.

Jonction *EB* : polarisation *inverse*
Jonction *CB* : polarisation *inverse*

$$I_E = 0$$

$$|I_C| = |I_B| = I_{CBO} \approx 0$$

Phénomène d'inversion du courant de base.

Régime saturé

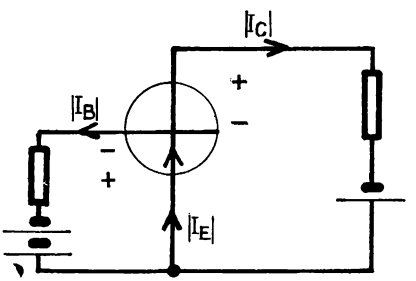


FIG. 17-32.

Jonction *EB* : polarisation *directe*
Jonction *CB* : polarisation *directe*

$$V_{CE} \approx 0$$

$$|I_C| < \alpha |I_E| ; \qquad |I_C| < \beta |I_B|$$

Courant de collecteur limité uniquement par la charge en série.

IV. LIMITES D'UTILISATION. CLASSIFICATION

17.15 LIMITATIONS DE FONCTIONNEMENT.

Puissance dissipée au collecteur. — La puissance dissipée dans un transistor a pour expression :

$$\boxed{P_C = V_{CE} I_C} .$$

Elle apparaît presque entièrement au niveau de la jonction collecteur-base polarisée en inverse.

Sa limitation est due aux températures maximales que peuvent supporter les jonctions : environ 100 °C pour le germanium et 200 °C pour le silicium ; la puissance maximale dépend d'ailleurs étroitement de la température ambiante et des possibilités d'évacuation des calories.

On arrive actuellement à fabriquer des transistors au silicium dont les puissances atteignent quelques centaines de watts.

Courants. — Normalement les intensités sont limitées par les puissances dissipées ; cependant les valeurs maximales indiquées par les fabricants peuvent aussi tenir compte de considérations diverses telles que risques d'échauffements localisés, variations du gain avec l'intensité, etc...

Tensions.

— *Entre collecteur et émetteur* : la limitation provient des phénomènes de claquage et de perçage (18.4). Pour les transistors au germanium, $V_{CE\ max}$ est compris entre 10 et 60 V ; les transistors au silicium peuvent supporter quelques centaines de volts.

— *Entre base et émetteur* : en régime de fonctionnement normal, la jonction *BE* est polarisée en direct ; il ne saurait alors y avoir de tension excessive entre ces électrodes. Par contre en régimes d'impulsions et de commutation, on polarise la jonction *BE* dans le sens bloqué pendant certains intervalles de temps ; dans ce cas, *la tension inverse appliquée entre base et émetteur ne doit pas dépasser une limite de l'ordre de quelques volts.*

Fréquence. — La limitation est principalement due aux capacités des jonctions (15.7). La jonction *BE*, normalement polarisée dans le sens direct, présente une capacité C_{be} pouvant atteindre quelques centaines de picofarads ; pour la jonction *BC*, polarisée en inverse, la capacité C_{bc} est beaucoup moins importante : quelques picofarads.

Schéma équivalent. — Ces capacités n'apparaissent pas directement entre les connexions correspondantes du transitor ; il faut en effet tenir compte des résistances de celles-ci.

Une épaisse soudure métallique constitue les électrodes *C* et *E* : leurs résistances de connexion sont négligeables. Il n'en est pas de même pour la base, située au

milieu du bloc de semiconducteur, donc difficilement accessible : nous devons distinguer la *base interne B'* et la *base externe B* (fig. 17-33), séparées par une *résistance interne de base* $r_{bb'}$ de l'ordre de quelques dizaines d'ohms.

Finalement, **le transistor réel apparaît comme un transistor idéal auquel seraient adjoints les éléments parasites** $r_{bb'}$, $c_{b'e}$ **et** $c_{b'c}$ (fig. 17-34).

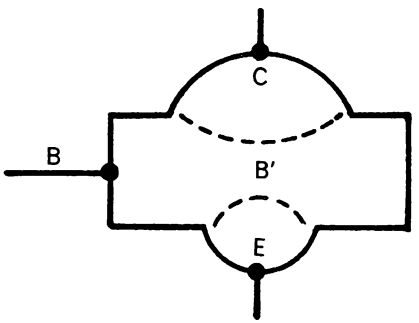


FIG. 17-33.

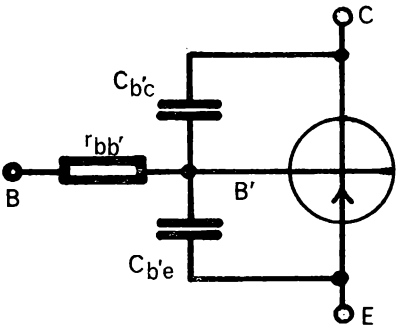


FIG. 17-34.

Fréquences de coupure. — Le comportement d'un transistor aux fréquences élevées peut se caractériser par ses fréquences de coupure, notamment la fréquence de coupure f_α de son gain en courant α : *f_α est la fréquence pour laquelle l'amplification en courant α se trouve diminuée de* 3 dB *par rapport à sa valeur aux fréquences basses.*

Transistors obtenus par alliage (17.3), dans lesquels la résistivité de la base est uniforme : le temps de transit des porteurs est d'autant plus court que la base est plus mince et sa résistivité plus faible. La technologie actuelle permet d'avoir des transistors alliés dont les fréquences de coupure atteignent 30 MHz.

Transistors à champ interne ; ils sont obtenus par des techniques telles que la diffusion gazeuse, l'épitaxie, la métallisation, la photogravure (17.3), et suivant leur technologie portent le nom de transistors DRIFT, MESA, MADT, alliage diffusé, PLANAR. Dans tous ces dispositifs, la résistivité de la base n'est plus uniforme : la concentration en impureté est plus grande du côté émetteur que du côté collecteur ; il en résulte un champ électrique interne qui accélère les déplacements des porteurs. On obtient ainsi des fréquences de coupure beaucoup plus élevées, allant jusqu'à 3 000 MHz.

Transistors à effet de champs : nous les étudierons ultérieurement ; f_α atteint plusieurs centaines de mégahertz.

REMARQUE. — La mobilité des électrons étant supérieure à celle des trous (3.8) ; leur transit à travers la base se fait plus rapidement ; par conséquent *un transistor NPN fonctionne à des fréquences plus hautes qu'un transistor PNP* de même technique de fabrication.

Temps de stockage. — Cette limitation intervient surtout lorsque le transistor fonctionne en commutation. Dans l'état saturé, le courant de collecteur devient très inférieur au courant d'émetteur (17.13) : le collecteur ne parvenant plus à évacuer tous les porteurs injectés par l'émetteur, il se produit une accumulation de ces porteurs dans la base, au voisinage de la jonction *CB*. Cette accumulation porte le nom de *charge stockée*. Lorsque l'on veut faire revenir le transistor à l'état bloqué, l'éva-

cuation de la charge stockée demande un certain temps, appelé *temps de stockage* ou *temps de désaturation*, qui concourt à limiter la fréquence de répétition de la commutation. Actuellement, les temps de stockage minimaux sont de quelques nanosecondes.

17.16 COMPARAISON ENTRE TUBE A VIDE ET TRANSISTOR.

L'étude de l'effet transistor nous a montré que les transistors sont des relais, comme les tubes électroniques, avec cependant une différence fondamentale : au lieu de commander un faisceau d'électrons dans le vide, on commande des porteurs de charges circulant au sein d'un solide.

Comparons les qualités de ces deux dispositifs.

Avantages des transistors.

— Ne nécessitent pas de chauffage pour la création des porteurs de charges.
— Tensions d'alimentation faibles.
— Excellent rendement.
— Très petites dimensions permettant la miniaturisation des ensembles.
— Simplicité des montages.
— Robustesse mécanique.
— Longue durée de vie.

Inconvénients des transistors.

— *Limitations en températures* : le germanium ne peut supporter plus de 75 °C, le silicium plus de 200 °C.

— *Grande influence de la température sur les caractéristiques électriques*, nécessitant des dispositifs de stabilisation.

— *Existence d'un courant de base*, ce qui entraîne une dépense d'énergie pour la commande.

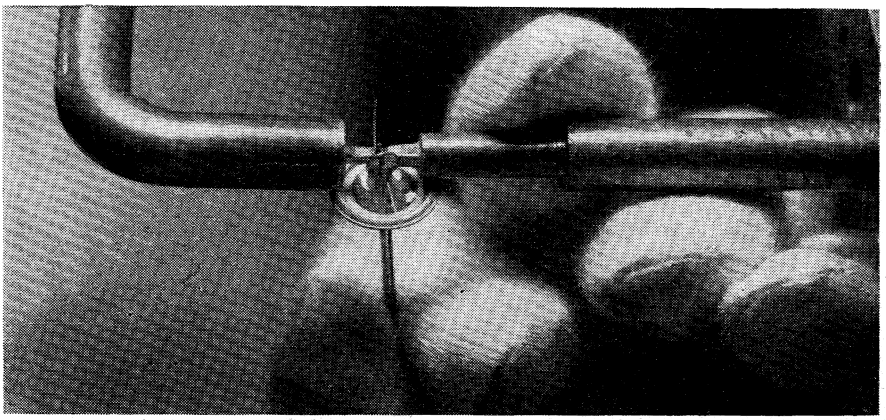
— *Limitation en puissance* : Actuellement les puissances dissipées sont au maximum de quelques centaines de watts, avec des transistors au silicium.

— *Limitation en fréquence* : Les transistors HF ont des fréquences de coupure de l'ordre de quelques dizaines de mégahertz, mais des dispositifs spéciaux permettent d'atteindre des fréquences de 1 000 MHz.

17.17 CLASSIFICATION DES TRANSISTORS.

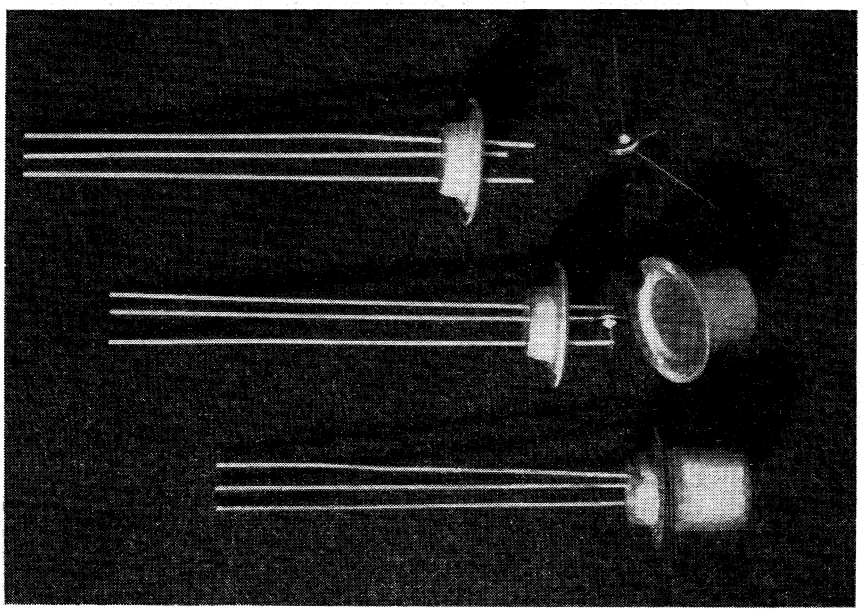
1. Suivant le semiconducteur utilisé. — Germanium ou silicium. **Le silicium présente un certain nombre d'avantages qui le font préférer pour les applications de puissance, la commutation et l'amplification en continu :**

— *courants de fuite très faibles*, plusieurs centaines de fois inférieurs à ceux des transistors au germanium ;
— *température de jonction admissible plus élevée* ;
— *limite de tension inverse sur le collecteur plus élevée* ;
— *faible tension de coude.*



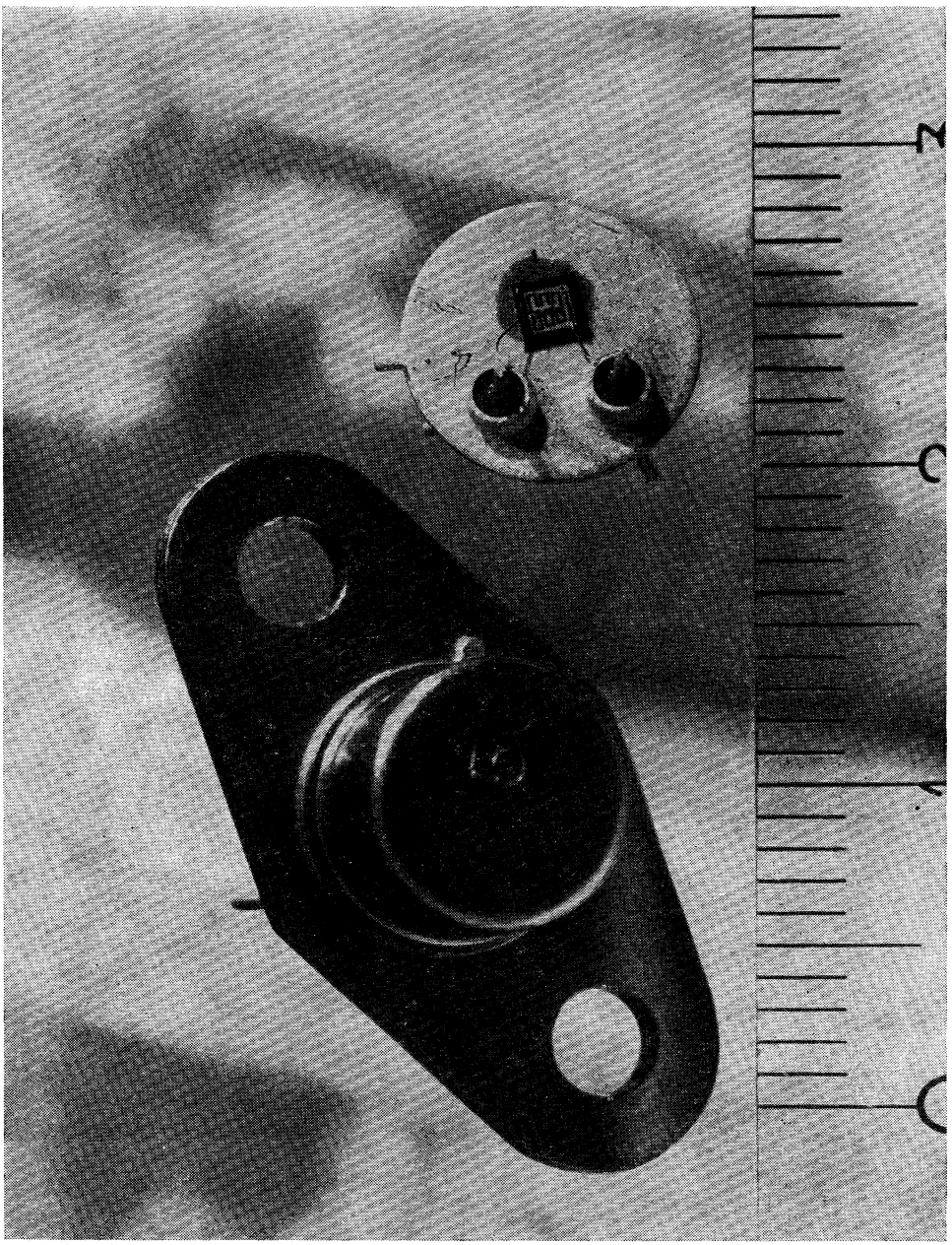
Soudage des connexions sur un transistor à jonctions

Cliché CSF - René BOUILLOT



Différentes étapes du montage d'un transistor.

Cliché CSF - René BOUILLOT



Transistor *NPN planar* de puissance 15 W.

Cliché SESCO

2. Suivant le type, *PNP* ou *NPN*. — Presque tous les transistors au silicium sont *NPN* pour des raisons technologiques ; en germanium on trouve les deux types, le *PNP* étant cependant le plus courant.

3. Suivant la puissance que peut dissiper le collecteur. — Petite puissance (quelques 10 mW), moyenne (plusieurs 100 mW à quelques watts), forte puissance (quelques watts à plusieurs 10 W). Au-dessus de 1 W l'emploi de systèmes de refroidissement devient indispensable.

4. Suivant les applications. — Nous pouvons distinguer quatre grands groupes :

— *transistors pour applications en audiofréquences* ;
— *transistors pour applications en radiofréquences* ;
— *transistors de commutation* ;
— *transistors pour amplification de courants continus.*

EXERCICES

17.1 Reprendre l'étude du transistor en circuit ouvert dans le cas d'un transistor *NPN.*

17.2 Reprendre l'étude de l'effet transistor dans le cas d'un transistor *NPN.*

17.3 Etudier le phénomène d'inversion du courant de base dans le cas d'un transistor *NPN* ; comment peut-on bloquer un tel transistor monté en émetteur commun ?

17.4 On dispose d'un transistor dont on ne connaît pas le brochage ni le type (*PNP* ou *NPN*). Trouver des méthodes expérimentales simples permettant de lever ces indéterminations.

17.5 Comment doit-on disposer les sources de tensions pour réaliser :
— un montage *base commune* ?
— un montage *collecteur commun* ?
Préciser les polarités de ces sources, suivant que l'on emploie un transistor *PNP* ou *NPN.*

17.6 Définir le coefficient d'amplification de courant γ d'un montage collecteur commun. Etablir une relation approchée entre γ et α, puis entre γ et β.

Application numérique : Un transistor fournit un courant de collecteur d'intensité 10 mA lorsque sa base est commandée par un courant de 120 μA ; on a constaté que I_C variait linéairement avec I_B. Déterminer les coefficients α, β, γ.

17.7 La figure 17-35 donne le schéma d'un amplificateur de tension destiné à s'intercaler dans la chaîne de commande d'un servomécanisme.

a) Reconnaître le montage de base de chaque transistor.

b) A partir des valeurs de potentiels portées sur le schéma, mesurées par rapport au point *O*, et des données complémentaires suivantes, calculer les valeurs

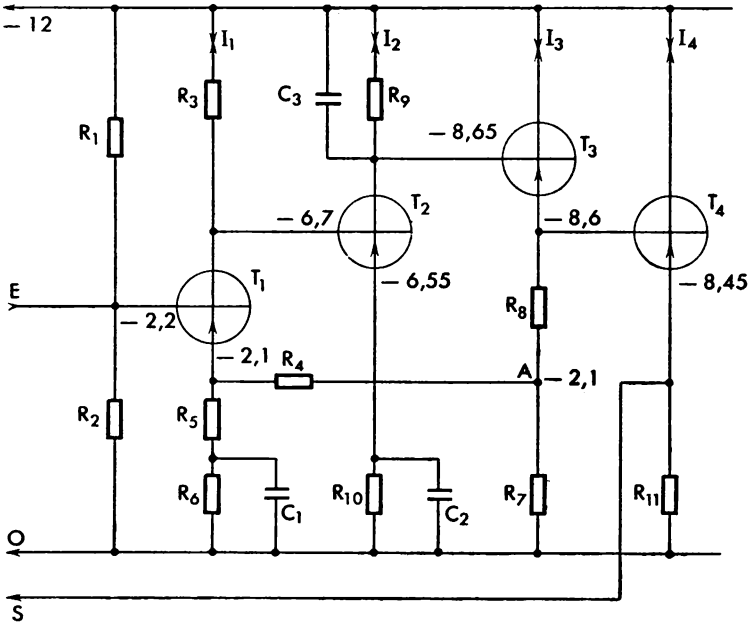


FIG. 17-35

de toutes les résistances du montage ; préciser les sens réels de circulation des courants.

$I_1 = 530\ \mu A$; $I_2 = 1\,005\ \mu A$; $I_3 = 165\ \mu A$; $I_4 = 1\,000\ \mu A$
$I_{B1} = 20\ \mu A$; $I_{B2} = 30\ \mu A$; $I_{B3} = 5\ \mu A$; $I_{B4} = 30\ \mu A$
$R_2 = 22\ k\Omega$; $R_4 = 15\ k\Omega$; $R_5 = 100\ \Omega$.

17.8 *Amplificateur à liaison directe.* Les transistors employés dans le montage de la figure 17-36 ont respectivement des coefficients d'amplification de courant $\beta_1 = 50$, $\beta_2 = 50$, $\beta_3 = 20$. Déterminer les intensités et les sens des différents courants, pour $V_{CC} = 12\ V$, $R_p = 300\ k\Omega$ et $R_C = 4\ \Omega$; on négligera les chutes de tension dans les jonctions émetteur-base.

Quelle serait la conséquence du remplacement de T_2 par un transistor *PNP* ?

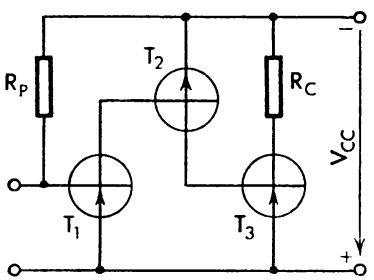


FIG. 17-36

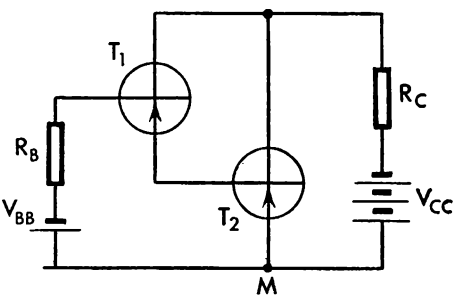


FIG. 17-37

17.9 *Montage Darlington* (fig. 17-37).

T_2 : transistor de puissance ; $\beta_2 = 30$; $I_{CBO} = 20$ mA.

T_1 : transistor de moyenne puissance ; $\beta_1 = 60$; $I_{CEO} = 300$ µA.

$R_C = 8\ \Omega$; $V_{CC} = 20$ V.

a) Calculer tous les courants et les tensions du montage ; préciser leurs sens ou leurs polarités. On donne : $V_{BB} = 10$ V ; $R_B = 12$ kΩ ; résistances statiques entre base et émetteur : 400 Ω pour T_1, 10 Ω pour T_2.

b) Quel intérêt voyez-vous à ce montage ? Quel serait le β du transistor unique équivalent ?

c) Calculer les puissances dissipées sur les collecteurs de T_1 et T_2.

d) Montrer que ce montage ne permet pas de bloquer T_2.

e) On complète le montage en insérant entre l'émetteur de T_2 et le point commun M une diode au silicium (cathode du côté émetteur), et entre la base de T_2 et M une résistance R. La diode a une chute directe égale à 0,7 V, pratiquement constante quel que soit le courant. Montrer qu'en l'absence de signal sur la base de T_1 (V_{BB} déconnectée), le transistor T_2 est bloqué ; calculer la valeur maximale de R pour qu'il en soit ainsi.

17.10 Montrer que le montage de la figure 17-38 débite un courant constant dans la charge R_L, quelle que soit celle-ci. Préciser le rôle de R_1.

On donne : $V_Z = 5{,}6$ V ; $V_{CC} = 20$ V ; $R_2 = 6\ \Omega$; $R_1 = 18\ \Omega$; $R_L = 10\ \Omega$ $\beta = 50$; $|\ V_{BE}\ | = 0{,}4$ V. Déterminer les intensités et les sens des différents courants, les valeurs et les polarités des différents potentiels.

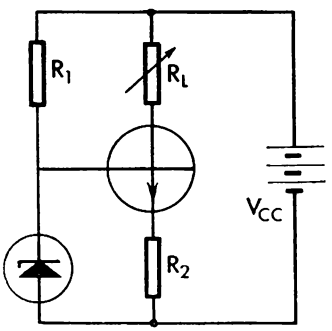


FIG. 17-38

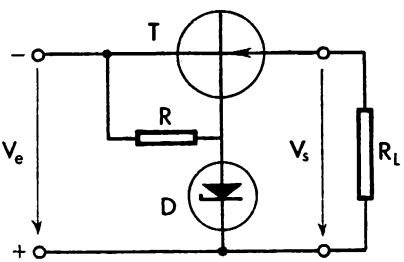


FIG. 17-39

17.11 *Etude d'un régulateur de tension continue* (fig. 17-39).

D : diode Zener ; $V_Z = 9$ V ; $-I_{D\,max} = 150$ mA ; $-I_{D\,min} = 2$ mA.

T : transistor de puissance ; $I_{Cmax} = 3{,}5$ A ; $V_{CE\,max} = 16$ V ; $P_{C\,max} = 16$ W.

Des mesures sur le transistor ont fourni les résultats suivants, sous $|\ V_{CE}\ | = 6$ V :

$\|\ I_B\ \|$ (mA)	10	20	40	60	80	100	120
$\|\ I_C\ \|$ (A)	0,40	0,80	1,40	1,85	2,25	2,65	3
$\|\ V_{BE}\ \|$ (V)	0,35	0,45	0,55	0,61	0,66	0,71	0,75

a) Montrer que le dispositif tend à maintenir la tension de sortie constante, quelles que soient les variations de charge R_L. Préciser le rôle de R.

b) Tracer les caractéristiques $I_C(I_B)$, $I_E(I_B)$ et $I_E(V_{BE})$.

c) Calculer les différents courants et les différentes tensions du montage pour $V_e = 15$ V, $R_L = 6\ \Omega$, $R = 60\ \Omega$. Indiquer leurs sens ou leurs polarités.

d) La tension d'entrée restant constante, la charge passe à 4 Ω ; quelle est la variation de tension de sortie ?

e) Entre quelles limites doit rester la charge pour qu'il y ait régulation ? Le transistor peut-il supporter l'intensité maximale du domaine de régulation ?

17.12 *Photo-relais à transistor.* On réalise un photo-relais suivant le schéma de la figure 17-40.

PD est une photo-diode : diode semi-conductrice à jonction dont le courant *inverse*, très faible à l'obscurité (5 µA), croît proportionnellement à l'éclairement de la jonction.

T : transistor ; $\beta = 50$; $I_{CEO} = 150$ µA.

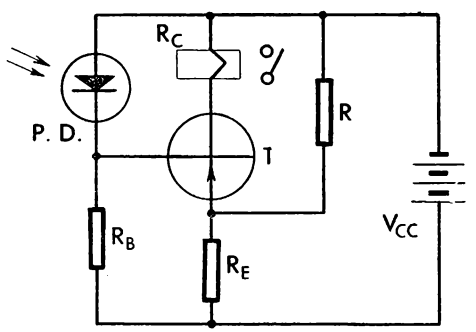


FIG. 17-40

Résistance de la bobine du relais $R_C = 5$ kΩ; courant d'enclenchement 4 mA.

$V_{CC} = 27$ V ; $R_E = 100\ \Omega$; $R = 1$ kΩ ; $R_B = 30$ kΩ.

1. Photodiode non éclairée : montrer que le transistor est bloqué. Calculer les intensités de tous les courants, et préciser leurs sens; calculer toutes les tensions, et préciser leurs polarités.

2. Photodiode éclairée :

a) Déterminer le courant minimal de la photodiode nécessaire à l'enclenchement du relais ; on négligera la chute de tension directe dans la jonction base-émetteur.

b) Etudier qualitativement l'influence de R_B et de R sur l'éclairement nécessaire à l'enclenchement du relais.

c) Pour un certain éclairement, la photodiode laisse passer un courant inverse de 200 µA ; calculer la valeur minimale de R_B permettant l'enclenchement.

17.13 *Relais temporisé* (fig. 17-41).

D : diode Zener de tension $V_Z = 9{,}2$ V.

T : transistor de $\beta = 40$; résistance statique d'entrée entre base et émetteur dans les conditions de fonctionnement : 200 Ω.

Résistance de la bobine du relais : $R_L = 200\ \Omega$; courant d'enclenchement 100 mA.

a) Expliquer le fonctionnement du montage ; montrer qu'il y a retard à l'enclenchement.

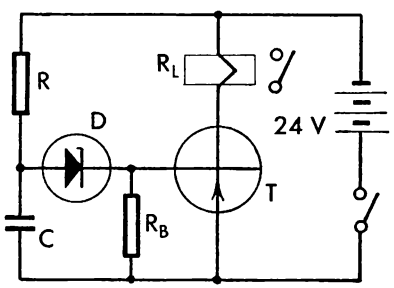


FIG. 17-41

b) Calculer la valeur maximale de R pour un fonctionnement correct du montage, sachant que $R_B = 200\ \Omega$.

c) Calculer alors C pour obtenir un retard de 5 secondes.

d) Reprendre le problème avec un transistor *NPN*.

17.14 Exprimer les courants *algébriques* I_C, I_B, I_E en fonction des courants résiduels I_{CEO} et I_{CBO} (valeurs arithmétiques), pour un transistor *PNP* puis pour un transistor *NPN*, dans les deux cas suivants :

— émetteur en l'air ;

— base en l'air.

17.15 Rendre algébrique et applicable aux deux types de transistors (*PNP* et *NPN*) la relation entre courants de base et de collecteur (17.9).

Même question pour la relation entre courants de collecteur et d'émetteur (17.10).

N. B. — Il sera nécessaire de considérer les courants résiduels comme des grandeurs *algébriques*, pour lesquelles on précisera les conventions de signes.

17.16 Définir le rapport de transfert α en fonction des courants *algébriques* I_C et I_E.

Application : établir la relation entre α et β (17.11) par une démonstration entièrement *algébrique*.

17.17 On considère un transistor *NPN* dont les capacités base-collecteur et base-émetteur, la tension V_{CE} à la saturation, le courant I_C au blocage, sont supposés négligeables. Ce transistor est utilisé dans le montage de commutation représenté à la figure 17-42 *a*.

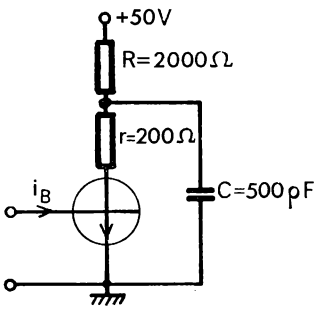


FIG. 17-42 (a)

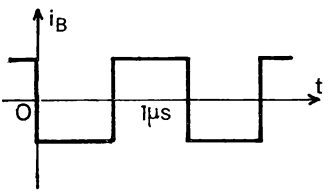


FIG. 17-42 (b)

Au repos on envoie un courant de base saturant le transistor, puis, à un instant pris pour origine des temps, on inverse le courant de base pour bloquer le transistor.

Etudier la variation de la tension aux bornes du condensateur en fonction du temps.

Même question si le courant de base a la forme d'impulsions carrées de durée 1 μs (fig. 17-42 *b*).

CHAPITRE 18

TRANSISTOR : RÉSEAUX DE CARACTÉRISTIQUES. PARAMÈTRES

La description de l'état électrique d'un transistor à jonctions exige la connaissance de six variables :

— les 3 courants I_C, I_B, I_E,
— les 3 tensions V_{CE}, V_{BE}, V_{CB}.

Dans ce chapitre, nous envisagerons le montage le plus fréquemment utilisé : *montage à émetteur commun*. Les variables principales sont alors (fig. 18-1) :

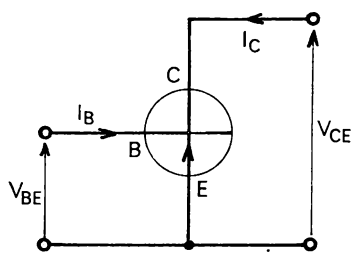


FIG. 18-1

— côté entrée : I_B et V_{BE},
— côté sortie : I_C et V_{CE}.

Ces quatre variables ne sont pas indépendantes. Si nous fixons arbitrairement les valeurs de deux quelconques d'entre elles, les deux autres prennent des valeurs parfaitement déterminées.

Exemple. — Pour le transistor OC 71 avec lequel nous avons expérimenté au chapitre 17, lorsque nous imposions $|V_{CE}| = 4{,}5$ V et $|I_B| = 50$ µA nous obtenions $|V_{BE}| = 169$ mV et $|I_C| = 3$ mA (17.6).

Nous en déduisons qu'entre les quatre variables existent deux relations. *Dans le cas du montage émetteur commun, il est intéressant de considérer le courant de sortie I_C et la tension d'entrée V_{BE} comme des fonctions de la tension de sortie V_{CE} et du courant d'entrée I_B :*

$$I_C = f(I_B, V_{CE})$$
$$V_{BE} = g(I_B, V_{CE})$$

Graphiquement, on représente ces fonctions par des réseaux de courbes.

FONCTION I_C :

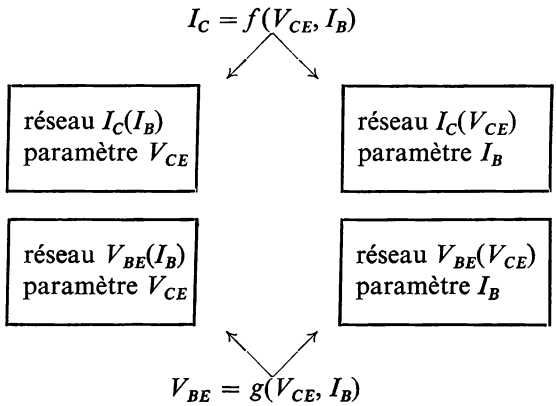
1re représentation. — *Maintenant I_B constant, nous tracerons la caractéristique $I_C(V_{CE})$; en donnant à I_B différentes valeurs, nous obtiendrons un réseau de courbes $I_C(V_{CE})$ paramètre I_B : c'est le* ***réseau des caractéristiques de sortie.***

2e représentation. — *Maintenant V_{CE} constant, nous tracerons la caractéristique $I_C(I_B)$; en donnant à I_B différentes valeurs, nous obtiendrons un réseau de courbes $I_C(I_B)$ paramètre V_{CE} : c'est le* ***réseau des caractéristiques de transfert en courant.***

FONCTION V_{BE} :

1re représentation. — *Maintenant V_{CE} constant, nous tracerons la caractéristique $V_{BE}(I_B)$; en donnant à V_{CE} différentes valeurs, nous obtiendrons un réseau de courbes $V_{BE}(I_B)$ paramètre V_{CE} : c'est le* ***réseau des caractéristiques d'entrée.***

2e représentation. — *Maintenant I_B constant, nous tracerons la caractéristique $V_{BE}(V_{CE})$; en donnant à I_B différentes valeurs, nous obtiendrons un réseau de courbes $V_{BE}(V_{CE})$ paramètre I_B : c'est le* ***réseau des caractéristiques de transfert en tension.***



Remarques. — 1. Une fois connues les quatre variables principales, les deux autres s'en déduisent immédiatement à l'aide des relations :

$$I_C + I_B + I_E = 0 \qquad (17.11)$$

et

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} \qquad (17.12)$$

2. On peut établir pour les montages base commune et collecteur commun des réseaux de caractéristiques construits suivant des principes analogues ; mais on peut aussi bien utiliser directement pour ces montages les réseaux en émetteur commun.

I. RÉSEAU DES CARACTÉRISTIQUES DE SORTIE I_C (V_{CE}) PARAMÈTRE I_B

18.1 RELEVÉ EXPÉRIMENTAL.

Nous employons un **montage à émetteur commun** (fig. 18-2).

Nous opérons avec un transistor **AC 125** au germanium *PNP*, de petite puissance. Pour maintenir sa température constante, nous logeons le boîtier dans une cavité creusée dans un gros bloc de fer ou d'aluminium. Nous réglons l'intensité du courant de base par le rhéostat R_B. Pour mesurer le courant de collecteur, il faut utiliser un milliampèremètre à faible résistance afin que sa chute de tension soit négligeable devant V_{CE}.

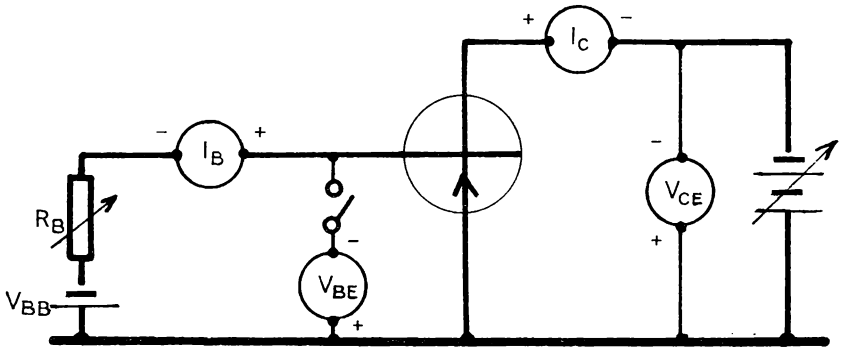


FIG. 18-2

Nous avons obtenu le réseau de la figure 18-3.

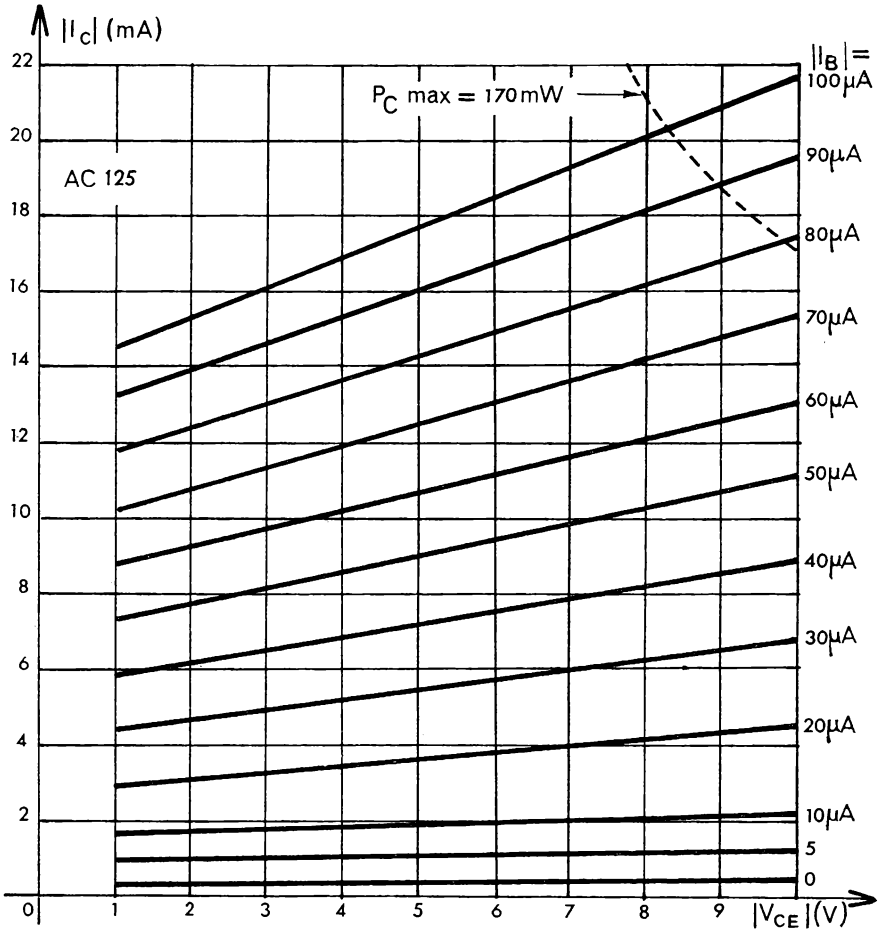


FIG. 18-3

18.2 ANALYSE DU RÉSEAU.

— **Les caractéristiques sont quasi rectilignes.**

— *Les caractéristiques sont peu inclinées sur l'horizontale* :

I_C **dépend peu de** V_{CE} .

Nous avions déjà noté cette importante propriété des transistors (17.6) ; elle est parfois utilisée pour obtenir un courant constant dans un circuit, quelles que soient les variations de la F. E. M. en série dans ce circuit.

Cependant, *la pente des caractéristiques croît avec le courant de base, traduisant une influence plus importante de* V_{CE} *aux forts courants.*

— **Les caractéristiques sont approximativement équidistantes pour des valeurs régulièrement échelonnées du paramètre** I_B.

Remarque. — La caractéristique $I_B = 0$ correspond au courant résiduel de collecteur pour base en circuit ouvert : $I_C = I_{CEO}$ (17.5) ; ce courant résiduel ne dépend pratiquement pas de la tension.

En dessous de la caractéristique $I_B = 0$ se placeraient les caractéristiques correspondant au blocage du transistor, avec courant de base inversé.

Comparaison avec le réseau de Kellog d'une pentode. — *Le réseau* $I_C(V_{CE})$ paramètre I_B d'un transistor présente de grandes analogies de forme avec le réseau $I_a(V_a)$ paramètre V_g d'un tube pentode (11.4) ; cependant pour le transistor les caractéristiques demeurent rectilignes jusqu'à des valeurs très faibles de la tension.

18.3 DOMAINE DES FAIBLES TENSIONS V_{CE} : SATURATION.

Expérience. — Réalisons le montage de la figure 18.4, en employant un transistor AC 125. Maintenons I_B constant à l'aide de R_B, et faisons décroître V_{CE} en agissant sur R_C. Nous avons obtenu les caractéristiques représentées à la figure 18.5.

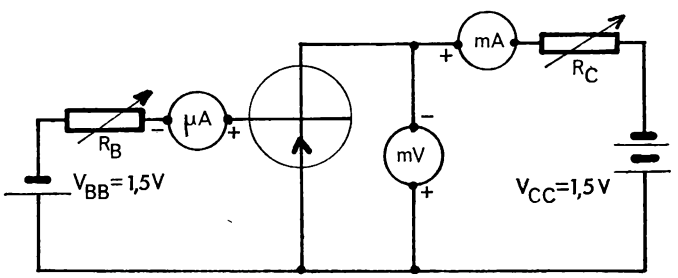


FIG. 18-4

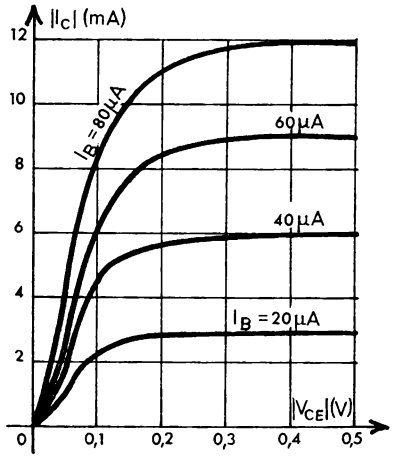


FIG. 18-5 *a*

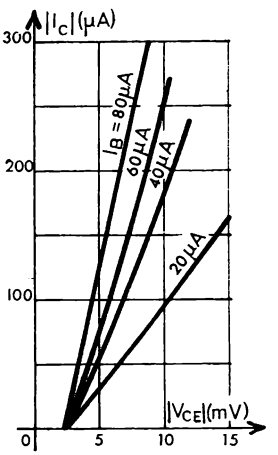


FIG. 18-5 *b*

Conclusion. — Aux faibles tensions V_{CE}, on observe une courbure brusque des caractéristiques, qui traduit un changement de régime de fonctionnement : **le transistor passe à l'état saturé** (17.13).

Toute caractéristique I_B = constante comprend donc :

— une partie presque horizontale, correspondant au fonctionnement normal du transistor :

I_C dépend peu de V_{CE} ($I_C \approx$ constante),

$| I_C | \approx \beta | I_B |$;

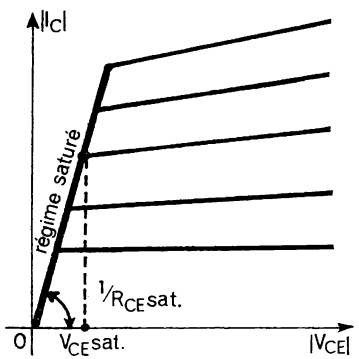


FIG. 18-6

— une partie presque verticale, correspondant à la saturation :

I_C varie très vite avec V_{CE},

$V_{CE} \approx$ constante ≈ 0,

$| I_C | < \beta | I_B |$.

Ces deux parties sont reliées par un *coude de saturation.*

Lorsque le paramètre I_B varie, *les différentes caractéristiques se disposent suivant un éventail très serré,* ce qui permet souvent de simplifier et d'idéaliser le réseau comme indiqué à la figure 18-6.

Tension de saturation (ou tension de coude). — C'est la tension $V_{CE\,sat}$ ou V_{CEK} correspondant au coude de saturation. En fait, la tension de saturation doit être définie pour un courant base et un courant collecteur spécifiés.

Exemple. — AC 125 (fig. 18-5 *a*) ; pour $| I_B | = 40$ µA et $| I_C | = 5$ mA : $V_{CE\,sat} = 100$ mV

Cette tension est toujours très petite, de l'ordre de quelques dixièmes ou centièmes de volts.

Conséquence. — **Le régime de saturation permet de faire passer des courants de collecteur importants pour une faible chute de tension entre collecteur et émetteur.** C'est une propriété très intéressante des transistors, dont on ne trouve pas l'équivalent chez les tubes.

Tension d'off set. — La figure 18-5 *b* montre que les caractéristiques de saturation coupent l'axe des tensions en un point proche de l'origine : la tension résiduelle pour un courant de collecteur nul porte le nom de *tension d'off set* ; elle est toujours extrêmement faible, quelques millivolts ou dixièmes de millivolts.

18.4 DOMAINE DES FORTES TENSIONS V_{CE} : CLAQUAGE.

Expérience. — Toujours avec le transistor AC 125, maintenons I_B constant = 10 µA, et augmentons progressivement la tension V_{CE}. Le courant de collecteur croît d'abord lentement, puis amorce une croissance rapide lorsque la tension atteint des valeurs de l'ordre de 30 V.

Allure du réseau. — Des expériences plus complètes ont permis de tracer les réseaux $I_C(V_{CE})$ dans le domaine des fortes tensions (fig. 18-7) : *toutes les caractéristiques présentent une montée rapide aux tensions élevées.*

Une caractéristique telle que (*a*) correspond à un fonctionnement normal du transistor, avec fonction *EB* polarisée en direct.

La caractéristique (*b*) correspond au fonctionnement avec base en circuit ouvert.

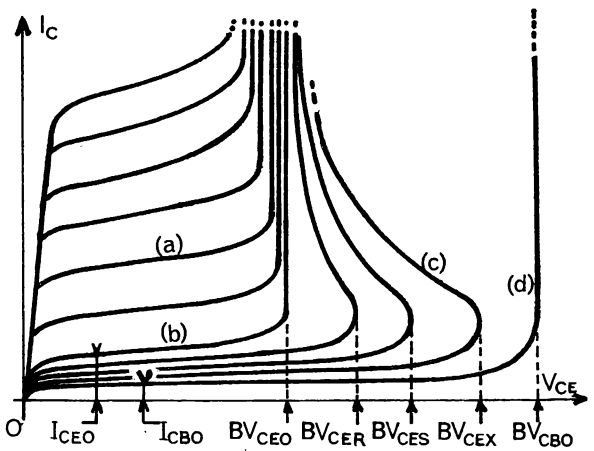


FIG. 18-7

Une caractéristique telle que (*c*) correspond à un état bloqué, avec jonction *EB* polarisée en inverse.

La caractéristique (*d*) correspond au fonctionnement avec émetteur en circuit ouvert.

Remarquons que lorsque le courant de base est inversé, les caractéristiques présentent un retournement, avec une région à résistance dynamique négative.

Interprétation : claquage par avalanche.

Pour la courbe (*d*), l'émetteur est en circuit ouvert : cette courbe représente donc la caractéristique inverse de la jonction *CB*, et elle est tout à fait comparable à celle d'une jonction *PN* classique (15.6). Le claquage se produit par *avalanche* pour une certaine tension désignée par le symbole BV_{CBO} (la lettre *B* signifie *breakdown*).

Dans la pratique cependant l'émetteur n'est jamais en l'air (courbes *a*, *b*, *c*) ; le courant traverse alors les deux jonctions, ce qui rend le phénomène d'avalanche bien plus complexe chez les transistors que chez les diodes ; la polarisation de la base intervient comme paramètre (fig. 18-7).

On est amené à distinguer :

— la tension de claquage collecteur-émetteur BV_{CEO} pour base en l'air ;
— la tension de claquage BV_{CES} pour base en court-circuit avec l'émetteur ;
— la tension de claquage BV_{CEX} pour base polarisée en inverse ;
— la tension de claquage BV_{CER} pour une résistance *R* placée entre émetteur et base.

En règle générale, il faut retenir que pour un transistor bloqué la tension de claquage est d'autant plus élevée que le courant de fuite est plus faible :

$$BV_{CEO} < BV_{CER} < BV_{CES} < BV_{CEX} < BV_{CBO}\,.$$

Le claquage par avalanche ne détruit pas obligatoirement le transistor ; la détérioration n'a lieu que si la résistance de charge est insuffisante pour limiter le courant.

Application : **transistors à avalanche contrôlée.** — On fabrique actuellement des transistors à avalanche contrôlée (exemple : ASZ 23 de la Radiotechnique) dont on utilise la résistance dynamique négative pour réaliser des générateurs d'impulsions très rapides.

Claquage par perçage. — L'épaisseur de la zone de transition d'une jonction *PN* croît avec la tension inverse appliquée à cette jonction (15.7) ; par conséquent *l'épaisseur de la jonction collecteur-base croît avec les tensions* V_{CB} *et* V_{CE}. Si la base est mince, il se peut que des tensions encore insuffisantes pour produire un claquage par avalanche soient cependant assez élevées pour que la frontière de la jonction *CB* atteigne l'émetteur : *il y a alors perçage de la base et brusque augmentation du courant de collecteur*. Le phénomène n'est pas destructif à condition que le courant soit limité par la résistance de charge.

Claquage secondaire. — Ce mode de claquage affecte les transistors de puissance. Il est dû à l'apparition d'un point chaud sur la jonction *CB* ; il s'ensuit un phénomène d'emballement thermique qui entraîne une fusion localisée de la base, accompagnée d'un court-circuit entre l'émetteur et le collecteur. Ce court-circuit met définitivement le transistor hors service.

18.5 HYPERBOLE DE DISSIPATION MAXIMALE.

La puissance dissipée dans la jonction d'émetteur est

$$P_E = | V_{BE} I_E | .$$

La puissance dissipée dans la jonction de collecteur est

$$P_C = | V_{CB} I_C | .$$

En régime de fonctionnement normal, on a $| I_E | \approx | I_C |$ et $| V_{CB} | \gg | V_{BE} |$; d'où $P_E \ll P_C$ et $P_C \approx | V_{CE} I_C |$: *la seule puissance notable est celle dépensée au collecteur*

$$P_C = | V_{CE} I_C | .$$

Cette puissance ne doit pas dépasser une valeur maximale $P_{C\,max}$, indiquée par le fabricant, sous peine de détruire les jonctions par un échauffement exagéré ; cette valeur maximale dépend de la température ambiante et des conditions de refroidissement.

Dans le plan I_C, V_{CE}, le lieu des points figuratifs correspondant à la dissipation maximale est une hyperbole équilatère d'équation $| V_{CE} | | I_C | = P_{C\,max}$.

Exemple. — AC 125 ; à 25 °C, à l'air libre, $P_{C\,max} = 0{,}17$ W (fig. 18-3).

En régime continu le point représentatif de l'état de fonctionnement du transistor doit se trouver au-dessous de cette hyperbole. En régimes variables, on peut lui permettre des incursions dans la région supérieure pendant une partie de la période à condition que la puissance moyenne reste inférieure à $P_{C\,max}$.

La figure 18-8 résume les différents domaines qui composent le plan I_C, V_{CE}.

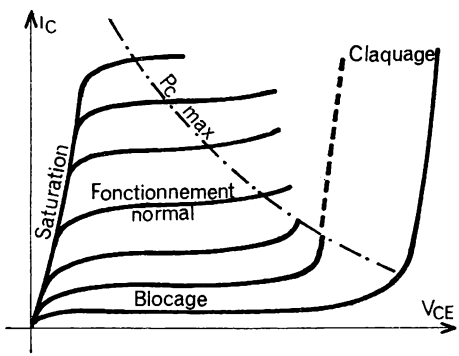


FIG. 18-8

18.6 RÉSISTANCE DE SORTIE (OU RÉSISTANCE INTERNE).

Définition. — *La résistance de sortie d'un transistor est le quotient d'un petit accroissement de la tension de sortie par le petit accroissement correspondant de l'intensité de sortie, le courant d'entrée restant invariable.*

Pour le montage émetteur commun :

$$\rho = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}, \text{ à } I_B \text{ constant} \quad .$$

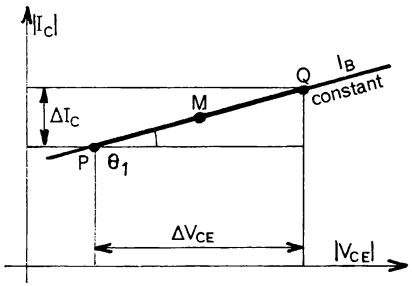


FIG. 18-9

Détermination sur le réseau de sortie. — Elle se fait comme pour les tubes (8.3). Soit à déterminer la résistance de sortie au voisinage du point M : sur la caractéristique passant par M, nous choisissons deux points P et Q encadrant M (fig. 18-9) ; la différence de leurs ordonnées fournit ΔI_C, et celle de leurs abscisses ΔV_{CE}.

$$\rho = \cot \theta_1 \, .$$

Application :

— **AC 125** ; déterminons la valeur de ρ au point M ($V_{CE} = -5$ V, $I_C = -3{,}6$ mA) situé sur la caractéristique — $I_B = 20$ µA. Lorsque $|V_{CE}|$ croît de 1 V à 10 V, $|I_C|$ passe de 3 mA à 4,6 mA ; d'où

$$\rho = \frac{10 - 1}{4{,}6 - 3} = 5{,}6 \text{ k}\Omega \, .$$

— **ASZ 17** (transistor de puissance ; voir réseau fig. 18-20).
Au point M ($-V_{CE} = 10$ V, $-I_B = 40$ mA), nous trouvons $\rho \approx 170\ \Omega$.

Nous retiendrons que **la résistance de sortie est de l'ordre de :**

— **plusieurs kilohms ou dizaines de kilohms pour les transistors de petite puissance ;**

— **quelques dizaines ou centaines d'ohms pour les transistors de puissance.**

Variations de la résistance de sortie.

— *Avec V_{CE}, à I_C constant* : Lorsque la tension de collecteur croît, on voit sur le réseau (fig. 18-3) qu'une horizontale I_C = constante coupe les caractéristiques sous des angles θ_1 légèrement décroissants : *la résistance de sortie est fonction légèrement croissante de V_{CE}* (fig. 18-10).

— *Avec I_C, à V_{CE} constant* : Lorsque le courant de collecteur croît, on voit sur le réseau qu'une verticale V_{CE} = constante rencontre des caractéristiques dont l'inclinaison θ_1 augmente : **la résistance de sortie est fonction décroissante de I_C** (fig. 18-11).

Résistance de saturation. — Sur la partie quasi verticale des caractéristiques, l'angle θ_1 est proche de 90° : la résistance de sortie, qui porte alors le nom de résistance de saturation, devient très faible, généralement inférieure à 10 Ω. *En régime de saturation, un transistor se comporte comme un court-circuit presque parfait.*

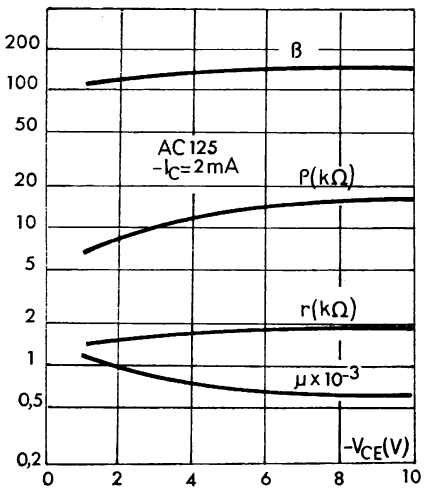


FIG. 18-10

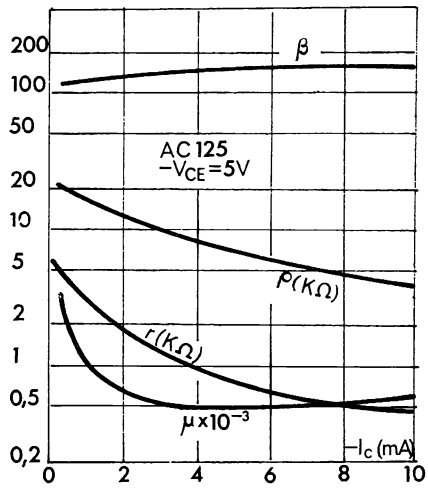


FIG. 18-11

II. RÉSEAU DES CARACTÉRISTIQUES DE TRANSFERT EN COURANT

18.7 CARACTÉRISTIQUES $I_C(I_B)$ PARAMÈTRE V_{CE}.

Relevé expérimental. — Nous employons le mode opératoire déjà décrit au chapitre 17.6, expérience 2. En recommençant pour plusieurs autres valeurs de V_{CE} nous obtenons le réseau de la figure 18-12.

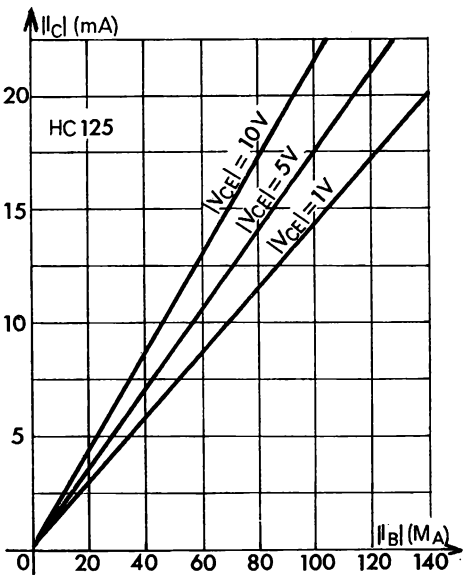


FIG. 18-12

Construction à partir du réseau de sortie. — Le réseau $I_C(I_B)$ paramètre V_{CE} peut se déduire graphiquement du réseau $I_C(V_{CE})$ paramètre I_B par une méthode identique à celle qui nous avait servi à construire le réseau de grille d'un tube à partir de son réseau d'anode (8.4).

Remarque. — Le réseau des caractéristiques de transfert en courant ne nous apporte donc aucun renseignement nouveau par rapport au réseau des caractéristiques de sortie ; il ne constitue qu'un autre mode de représentation de la fonction $I_C = f\ (V_{CE}, I_B)$.

Analyse du réseau.

— Comme dans le cas des pentodes, et pour la même raison (11.5) : **les caractéristiques de transfert en courant correspondant à des tensions de collecteur différentes sont proches les unes des autres.**

En conséquence, les fabricants se contentent souvent de fournir une seule caractéristique, pour une valeur moyenne de V_{CE}.

— **Pour les transistors de faible puissance, la caractéristique de transfert est presque rectiligne et passe très près de l'origine.** L'ordonnée à l'origine est le courant résiduel I_{CEO} pour base en l'air (17.5).

Par contre, *la caractéristique de transfert des transistors de puissance présente une courbure plus prononcée* (fig. 18-20).

18.8 RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT.

Définition. — Voir paragraphe 17.9 :

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}, \text{ à } V_{CE} \text{ constant} \qquad \text{(montage émetteur commun)}$$

Détermination sur les réseaux.

— *Sur la caractéristique de transfert* (fig. 18-13 *a*) : Pour déterminer β en M, nous choisissons sur la caractéristique deux points P et Q voisins de M ; la différence de leurs ordonnées fournit ΔI_C, et celle de leurs abscisses ΔI_B.

$$\beta = \text{tg}\ \theta_2 \ .$$

Application :

— AC 125 ; la caractéristique de transfert est quasi-rectiligne ; nous lui trouvons pour pente $\beta = 170$ à $-V_{CE} = 5$ V.

— ASZ 17 (fig. 18-20) ; au point $-V_{CE} = 1$ V, $-I_C = 2$ A, $-I_B = 60$ mA, nous trouvons $\beta \approx 30$.

— *Sur le réseau de sortie* (fig. 18-13 *b*) : Considérons deux caractéristiques $I_B = I_{B1}$ et $I_B = I_{B2}$ encadrant le point M où nous voulons calculer β ; la verticale $V_{CE} =$ constante passant par M coupe ces caractéristiques en M_1 et M_2. L'accroissement ΔI_B se lit sur les caractéristiques, et l'accroissement ΔI_C sur l'axe des courants.

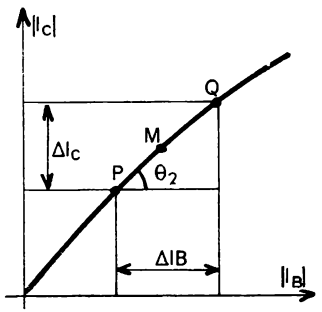


FIG. 18-13 *a*

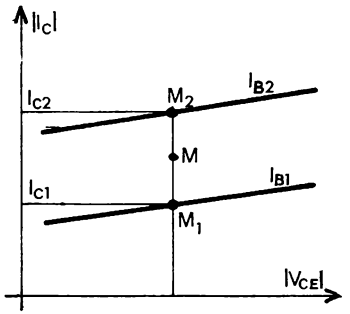


FIG. 18-13 *b*

Application : AC 125 ; déterminons β au point M ($-V_{CE} = 2$ V, $-I_C = 3$ mA), situé sur la caractéristique $-I_B = 20$ µA. Lorsque $|I_B|$ croît de 10 à 30 µA, V_{CE} restant constant, $|I_C|$ croît de 1,7 à 4,6 mA, d'où

$$\beta = \frac{4{,}6 - 1{,}7}{0{,}03 - 0{,}01} \approx 145 .$$

Variations du rapport de transfert en courant.

— *Avec V_{CE}, à I_C constant* : Les caractéristiques de transfert étant pratiquement confondues, *β dépend peu de V_{CE}* (fig. 18-10).

— *Avec I_C, à V_{CE} constant* : Les variations de β avec I_C proviennent de la courbure de la caractéristique de transfert ; **peu marquées pour les transistors de petite puissance** (fig. 18-11), **elles peuvent devenir notables pour les transistors de puissance.**

Remarque. — Dans l'état actuel de la technologie, les transistors au silicium à jonctions présentent généralement un gain β inférieur à celui des transistors au germanium ; des valeurs courantes sont :

germanium	$\beta \approx 100$,
silicium	$\beta \approx 25$.

III. RÉSEAUX $V_{BE} = f(I_B, V_{CE})$

18.9 CARACTÉRISTIQUE D'ENTRÉE $V_{BE}(I_B)$.

Nous considérons toujours le transistor monté en émetteur commun (fig. 18-2).

Le millivoltmètre destiné à la mesure de V_{BE} doit présenter une très grande impédance d'entrée afin de ne dévier qu'une partie négligeable du courant de base.

Dans une première partie de l'expérience nous maintenons la tension $|V_{CE}|$ constante égale à 1 V ; avec le transistor AC 125 étudié nous avons obtenu la caractéristique de la figure 18-14.

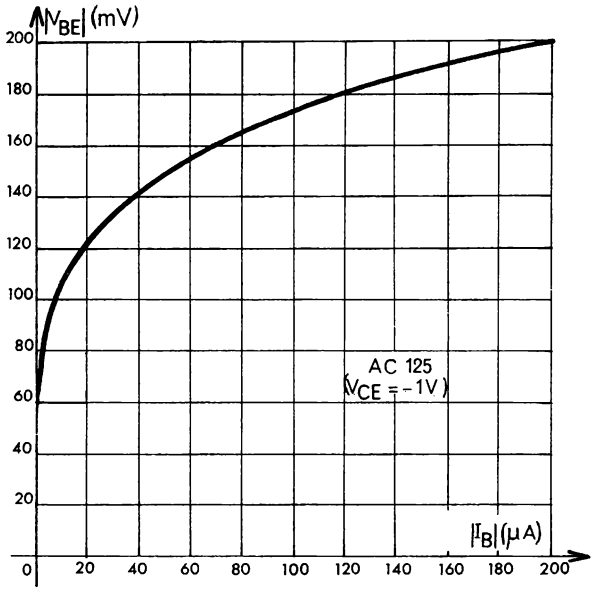


FIG. 18-14

Analyse de la caractéristique.

— **La caractéristique d'entrée présente une courbure importante :** c'est une particularité des transistors que nous devrons avoir toujours en mémoire.

— **La caractéristique d'entrée ne passe pas par l'origine :** le courant de base s'annule avant que la tension V_{BE} ait changé de polarité (fig. 18-23).

REMARQUES. — 1. La caractéristique $V_{BE}(I_B)$ est, au facteur β près, la caractéristique directe de la jonction émetteur-base, d'où l'analogie de sa forme avec celle d'une caractéristique directe de jonction *PN*.

2. Les tensions V_{BE} correspondant au coude de la caractéristique sont plus grandes pour les transistors au silicium (environ 500 mV) que pour les transistors au germanium (environ 100 mV).

18.10 INFLUENCE DE LA TENSION DE SORTIE SUR LA CARACTÉRISTIQUE D'ENTRÉE : RÉACTION INTERNE.

Expérience. — A l'aide du montage de la figure 18-2, fixons la valeur du courant de base et étudions l'influence de V_{CE} sur V_{BE}.

Avec un transistor AC 125 nous avons obtenu les résultats suivants pour $-I_B = 10\ \mu A$:

$-V_{CE}$ (V)	1	5	10
$-V_{BE}$ (mV)	106	112	115

Conclusions.

1. Il existe une réaction interne de la tension de sortie sur la tension d'entrée.

2. Dans le cas du montage émetteur commun, cette réaction interne peut souvent être négligée.

En conséquence, les fabricants se contentent de fournir une seule caractéristique d'entrée, correspondant à une valeur moyenne de V_{CE}.

Remarque. — Nous verrons plus tard que dans le cas du montage à *collecteur commun*, la réaction interne est au contraire très importante.

18.11 RÉSISTANCE D'ENTRÉE.

Définition. — *La résistance dynamique d'entrée est le quotient d'un petit accroissement de la tension d'entrée par le petit accroissement correspondant de l'intensité d'entrée, la tension de sortie restant invariable.*

Pour le montage émetteur commun :

$$r = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}, \text{ à } V_{CE} \text{ constant} .$$

Détermination sur la caractéristique d'entrée. — Elle se fait à l'aide de deux points P et Q voisins du point M où l'on veut calculer r (fig. 18-15) ; la différence de leurs ordonnées fournit ΔV_{BE}, celle de leurs abscisses ΔI_B. On a :

$$r = \text{tg } \theta_3 .$$

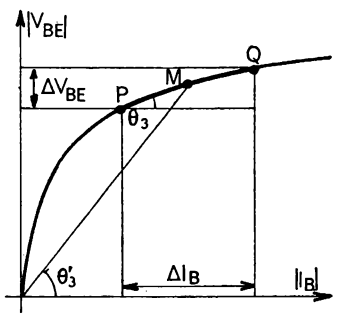


FIG. 18-15

Application :

— AC 125 ; au point M (— V_{BE} = 120 mV, — I_B = 20 µA) nous trouvons $r \approx 1{,}45$ kΩ.

— ASZ 17 ; au point M (— V_{BE} = 600 mV, — I_B = 60 mA) nous trouvons $r \approx 3$ Ω. (fig. 18-20).

Conclusion :

La résistance d'entrée d'un transistor à jonctions alliées est toujours relativement faible ;

— quelques centaines ou milliers d'ohms pour les transistors de petite puissance,

— quelques ohms ou dizaines d'ohms pour les transistors de puissance.

Il y a là une différence fondamentale avec les tubes. En conséquence, il faut toujours tenir compte de cette faible résistance d'entrée dans le calcul des étages qui précèdent un transistor.

Variations de la résistance dynamique d'entrée.

— *Avec V_{CE}, à I_C constant* : Les caractéristiques d'entrée étant pratiquement confondues, *r dépend peu de V_{CE}* (fig. 18-10).

— *Avec I_C, à V_{CE} constant* : Nous faisons varier I_C en agissant sur I_B ; le point figuratif décrit alors la caractéristique d'entrée. Par suite de la courbure de celle-ci, θ_3 est fonction décroissante de I_B : **la résistance d'entrée diminue rapidement lorsque le courant de collecteur croît** (fig. 18-11).

Remarque. — On démontre que la résistance dynamique d'entrée est approximativement donnée par la formule :

$$r\,(\Omega) = \frac{26\text{ mV}}{I_E\,(\text{mA})} \times \beta\,;\ \text{(exercice 18.4).}$$

Résistance statique d'entrée. — C'est le quotient $r' = V_{BE}/I_B$; il correspond à la pente de la droite OM : $r' = \text{tg}\,\theta'_3$ (fig. 18-15). *Il ne doit pas être confondu avec la résistance dynamique.*

18.12 CARACTÉRISTIQUES DE TRANSFERT EN TENSION.

La fonction $V_{BE}(I_B, V_{CE})$ peut encore être représentée par un réseau $V_{BE}(V_{CE})$ paramètre I_B. Ce réseau n'apporte aucun renseignement nouveau par rapport au réseau des caractéristiques d'entrée, aussi les fabricants le fournissent-ils rarement.

Par suite de la très faible influence de la tension de sortie sur la tension d'entrée, **les caractéristiques de transfert $V_{BE}(V_{CE})$ sont quasi horizontales** (fig. 18-16).

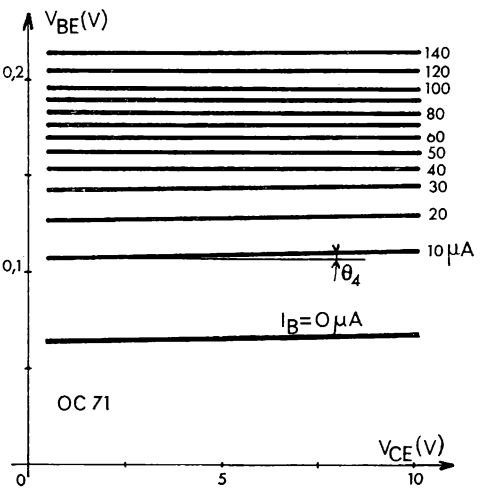


FIG. 18-16

Coefficient de réaction interne ou *rapport de transfert en tension* : *c'est le rapport de la variation de tension d'entrée à la variation de tension de sortie, le courant d'entrée restant invariable.*

Pour le montage émetteur commun :

$$\mu = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}, \text{ à } I_B \text{ constant} \quad .$$

μ est un nombre sans dimensions, *très inférieur à l'unité.*

Pour le transistor AC 125, le fabricant donne μ compris entre $6{,}5 \times 10^{-4}$ et $8{,}5 \times 10^{-4}$.

Sur le réseau $V_{BE}(V_{CE})$ paramètre I_B, on a (fig. 18-16) :

$$\mu = \operatorname{tg} \theta_4 \, .$$

Les figures 18-10 et 18-11 donnent les variations du coefficient de réaction interne avec I_C et avec V_{CE} dans le cas de l'AC 125.

IV. PENTE ÉQUATIONS AUX PETITS ACCROISSEMENTS

18.13 PENTE.

Définition. — *La pente d'un transistor est le quotient d'un petit accroissement de l'intensité de collecteur par le petit accroissement correspondant de la tension base-émetteur, la tension collecteur-émetteur restant invariable.*

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}, \text{ à } V_{CE} \text{ constant} \quad .$$

Elle s'exprime en ampères ou en milliampères par volt.

La pente S traduit numériquement l'influence de la *tension de base* sur le courant de collecteur, alors que le rapport de transfert β traduit l'influence du *courant de base* sur ce même courant de collecteur.

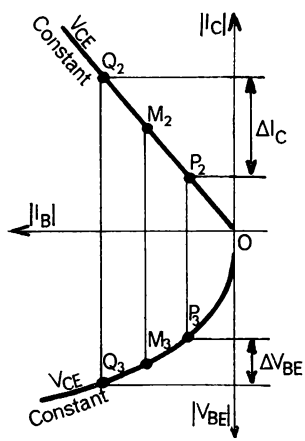


FIG. 18-17

Détermination sur les réseaux (fig. 18-17). — Soit à déterminer la pente en un point M des caractéristiques, représenté par M_2 dans le réseau $I_C(I_B)$ et par M_3 dans le réseau $V_{BE}(I_B)$. Nous choisissons sur la caractéristique d'entrée deux points P_3 et Q_3 encadrant M_3 ; la différence de leurs ordonnées fournit ΔV_{BE}. Les lignes de rappel conduisent aux deux points P_2 et Q_2. correspondants de la caractéristique de transfert ; la différence de leurs ordonnées fournit ΔI_C.

Application :

— AC 125 ; au point ($-V_{CE} = 5$ V, $-I_B = 20$ µA, $-I_C = 3{,}6$ mA) nous trouvons $S \approx 120$ mA/V.

— ASZ 17 ; au point ($-V_{CE} = 1$ V, $-I_B = 60$ mA, $-I_C = 2{,}1$ A) nous trouvons $S \approx 10$ A/V (fig. 18-20).

Relation entre S, β et r.

La formule de définition de la pente peut s'écrire :

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \times \frac{\Delta I_B}{\Delta V_{BE}} \text{ , à } V_{CE} \text{ constant .}$$

Dans le premier rapport nous reconnaissons β, et dans le deuxième $1/r$.
Nous en déduisons :

$$\boxed{S = \frac{\beta}{r}} \quad \begin{array}{l} S \text{ en mA/V, } r \text{ en k}\Omega \text{ .} \\ S \text{ en A/V, } r \text{ en } \Omega \text{ .} \end{array}$$

Attention. — Les paramètres ne gardant pas des valeurs constantes en tous les points des réseaux, **la relation $S = \beta/r$ n'est vérifiée que si ces trois paramètres sont déterminés en un *même* point.**

18.14 ÉQUATIONS AUX PETITS ACCROISSEMENTS.

A partir d'un certain état représenté par un point M sur les réseaux, faisons varier *simultanément* la tension collecteur de ΔV_{CE} et le courant base de ΔI_B, et proposons-nous de calculer les accroissements correspondants

ΔI_C du courant collecteur ,
ΔV_{BE} de la tension base .

Accroissement du courant de collecteur :

— à I_B constant, l'accroissement ΔV_{CE} entraîne un accroissement de courant $\Delta V_{CE}/\rho$ (18.6) ;

— à V_{CE} constant, l'accroissement ΔI_B entraîne un accroissement de courant $\beta\, \Delta I_B$ (18.8).

Nous en déduisons l'accroissement de courant collecteur correspondant à des variations simultanées du courant base et de la tension collecteur :

$$\boxed{\Delta I_C = \beta\, \Delta I_B + \frac{\Delta V_{CE}}{\rho}} \text{ .}$$

Accroissement de la tension base-émetteur :

— à V_{CE} constant, l'accroissement ΔI_B entraîne un accroissement de tension $r\, \Delta I_B$ (18.11) ;

— à I_B constant, l'accroissement ΔV_{CE} entraîne un accroissement de tension $\mu\, \Delta V_{CE}$ (18.12).

Nous en déduisons l'accroissement de tension base correspondant à des variations simultanées du courant base et de la tension collecteur :

$$\boxed{\Delta V_{BE} = r\, \Delta I_B + \mu\, \Delta V_{CE}} \text{ .}$$

Remarques. — 1. Les équations ainsi établies n'ont de sens que dans la mesure où les paramètres β, ρ, r et μ gardent des valeurs bien définies : c'est pourquoi **elles ne sont applicables qu'à de petites amplitudes autour d'un point donné M.**

2. Les relations sont algébriques : ΔI_B, ΔI_C, ΔV_{BE}, ΔV_{CE} sont positifs ou négatifs suivant que I_B, I_C, V_{BE}, V_{CE} croissent ou décroissent.

Equations simplifiées. — Compte tenu de la valeur relativement grande de ρ et de celle très petite de μ, on peut souvent dans les calculs pratiques se permettre de *négliger l'influence de la tension de sortie* V_{CE}, ce qui conduit aux relations simplifiées suivantes :

$$\Delta V_{BE} \approx r\,\Delta I_B$$
$$\Delta I_C \approx \beta\,\Delta I_B$$
$$\Delta I_C \approx S\,\Delta V_{BE}\,.$$

DOCUMENTATION

On présente souvent les réseaux de caractéristiques sous la forme de quatre quadrants (fig. 18-18). Un état de fonctionnement est représenté par quatre points tels que M_1, M_2, M_3, M_4, qui se correspondent par des lignes de rappel.

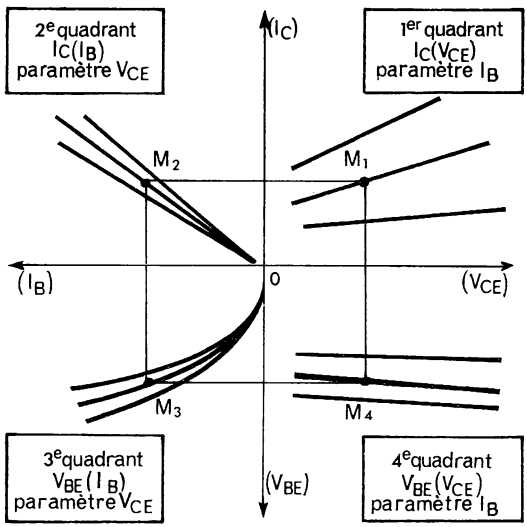


FIG. 18-18

Les figures 18-19 à 18-24 fournissent les caractéristiques de quelques types courants de transistors.

La figure 18-25 montre comment on peut donner les variations des paramètres $r(h_{11e})$, $\mu(h_{12e})$, $\beta(h_{21e})$, $1/\rho(h_{22e})$, en prenant comme références les valeurs de ces paramètres en un point moyen de fonctionnement.

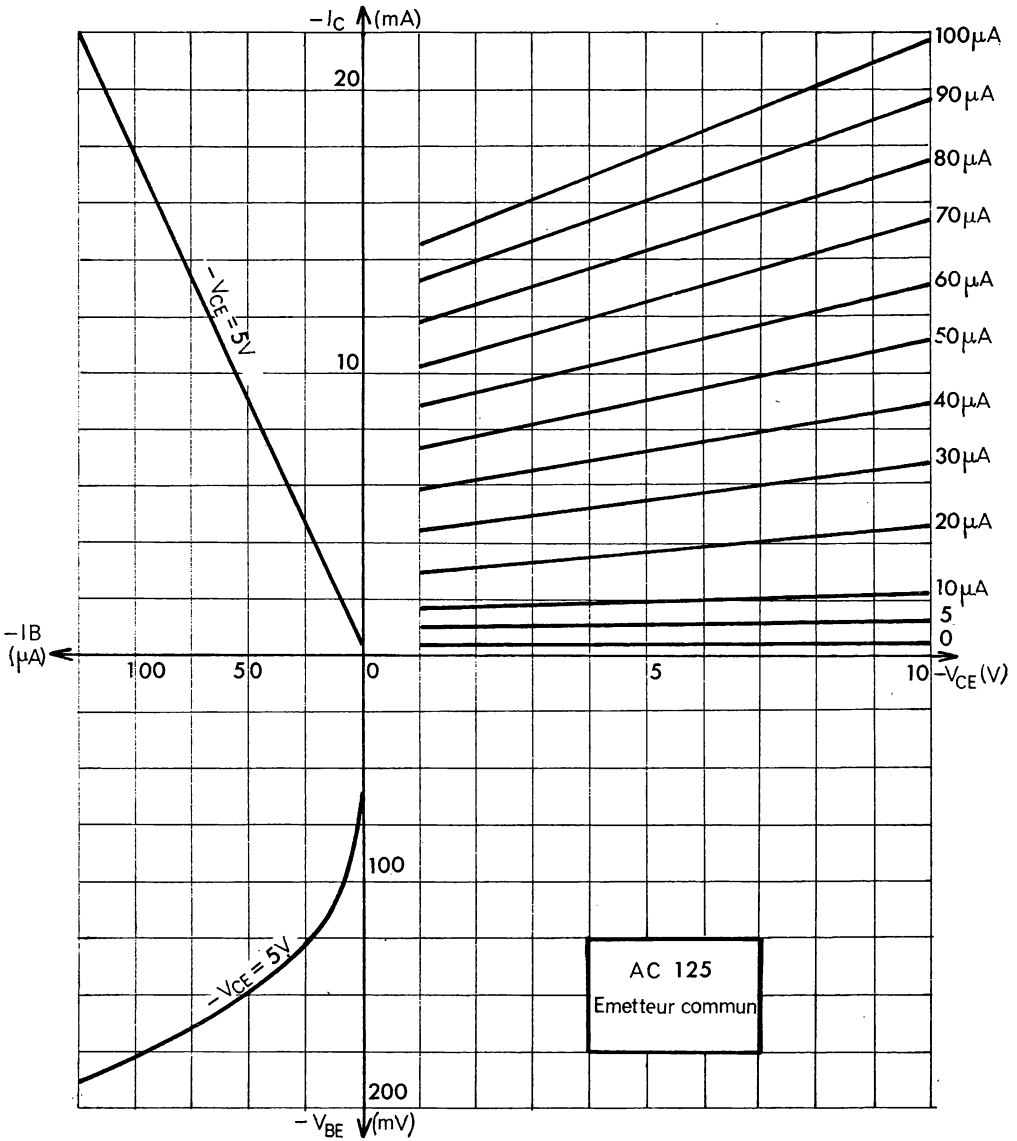


FIG. 18-19. — AC 125. *Transistor au germanium à jonctions ; type PNP.* $P_{c\,max}$ (à 25° C à l'air libre) : 0,17 W. Applications audio-fréquences.

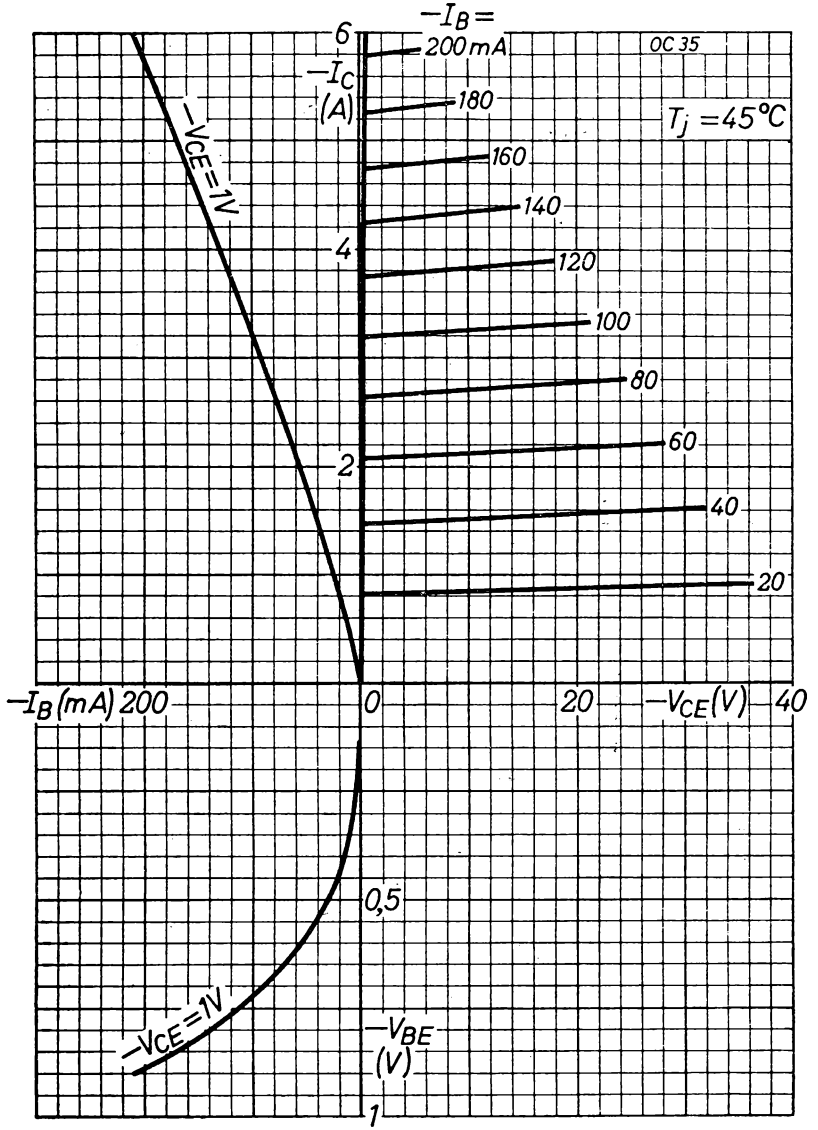


FIG. 18-20. — ASZ 17 (OC 35). *Transistor au germanium à jonctions ; type PNP.* $P_{c\,max}$ (pour fond de boîtier à 45° C) : 30 W. Applications industrielles de puissance.

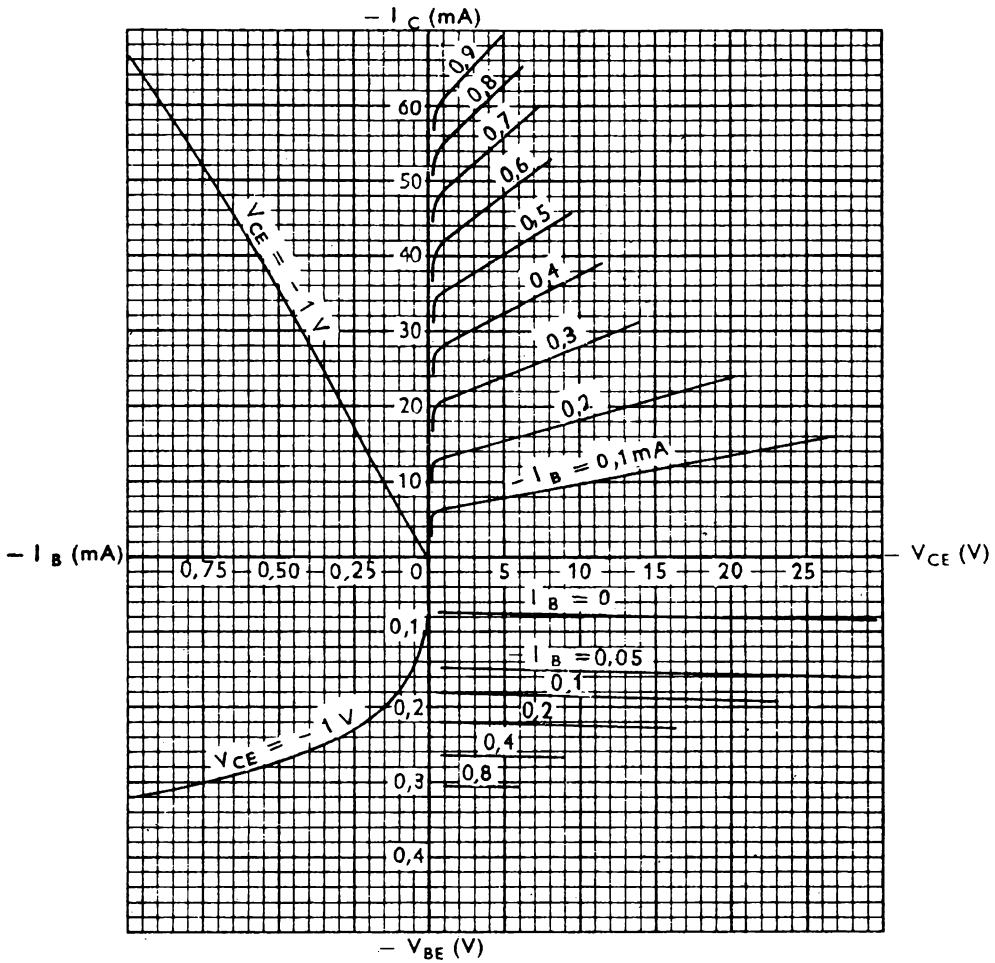


FIG. 18-21. — 2 N 526. *Transistor au germanium par alliage ; type PNP.* $P_{c\,max}$ (ambiance à 25° C) : 225 mW. Amplification faible et moyenne puissance.

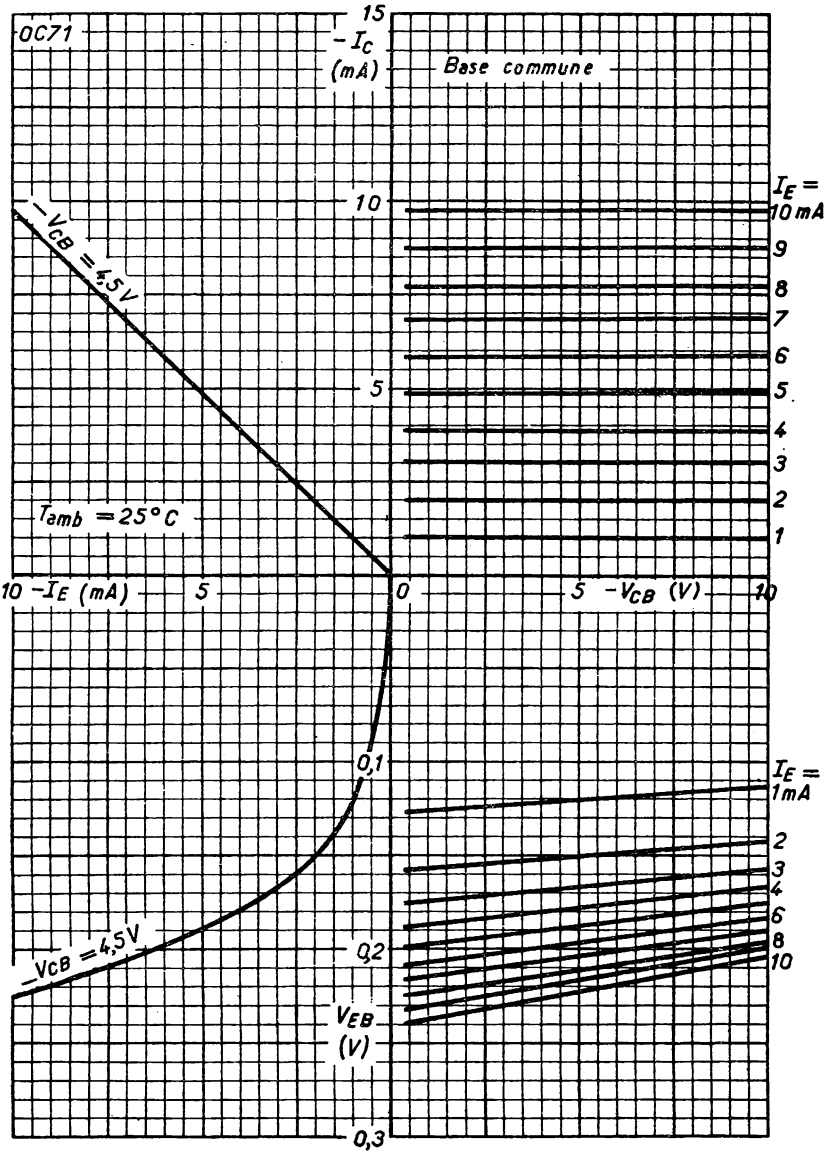


FIG. 18-22. — OC 71. *Transistor au germanium à jonctions; type PNP.* Caractéristiques en *base commune.*

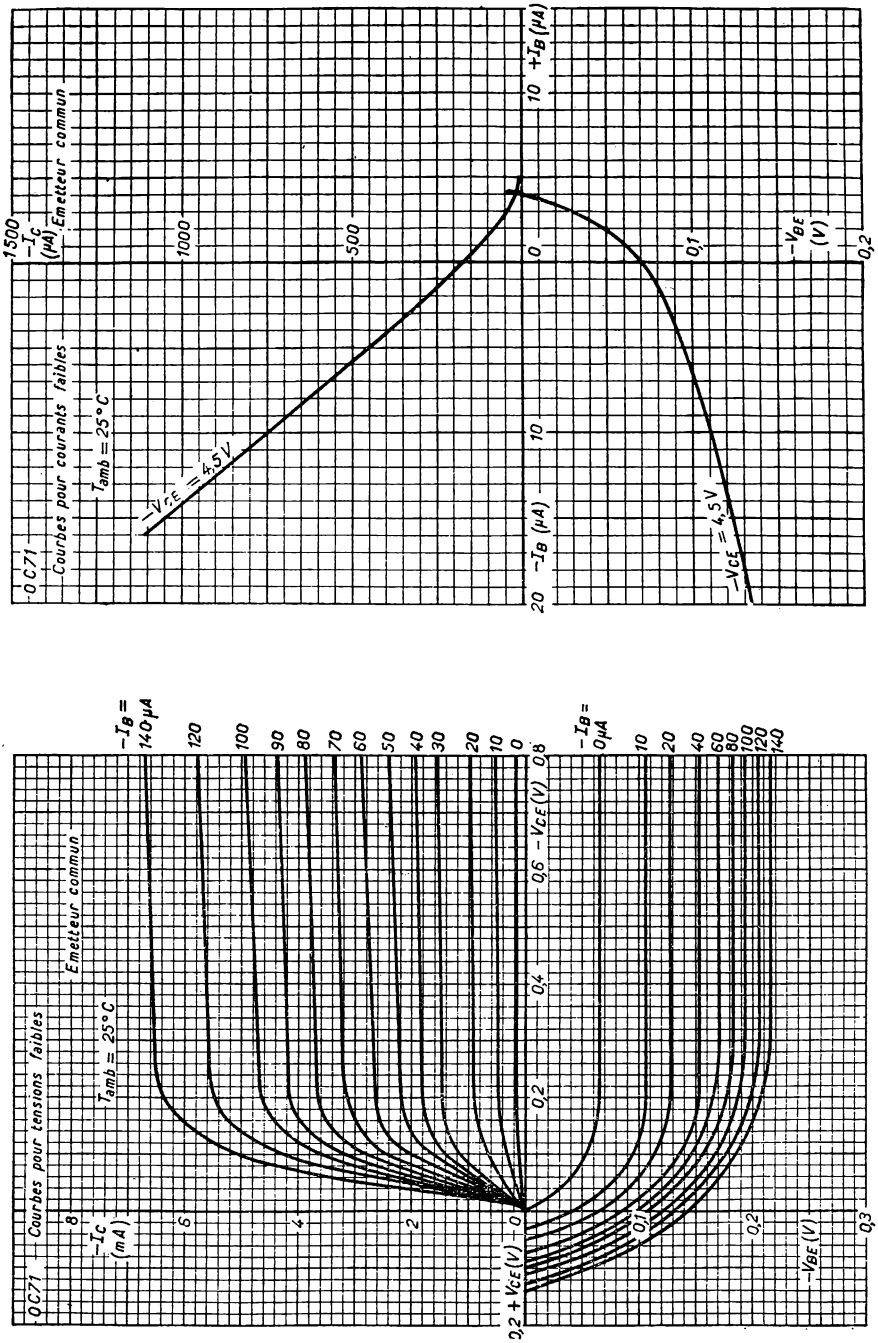


FIG. 18-23. — OC 71. Caractéristiques en *émetteur commun* dans les domaines des tensions faibles et des courants faibles.

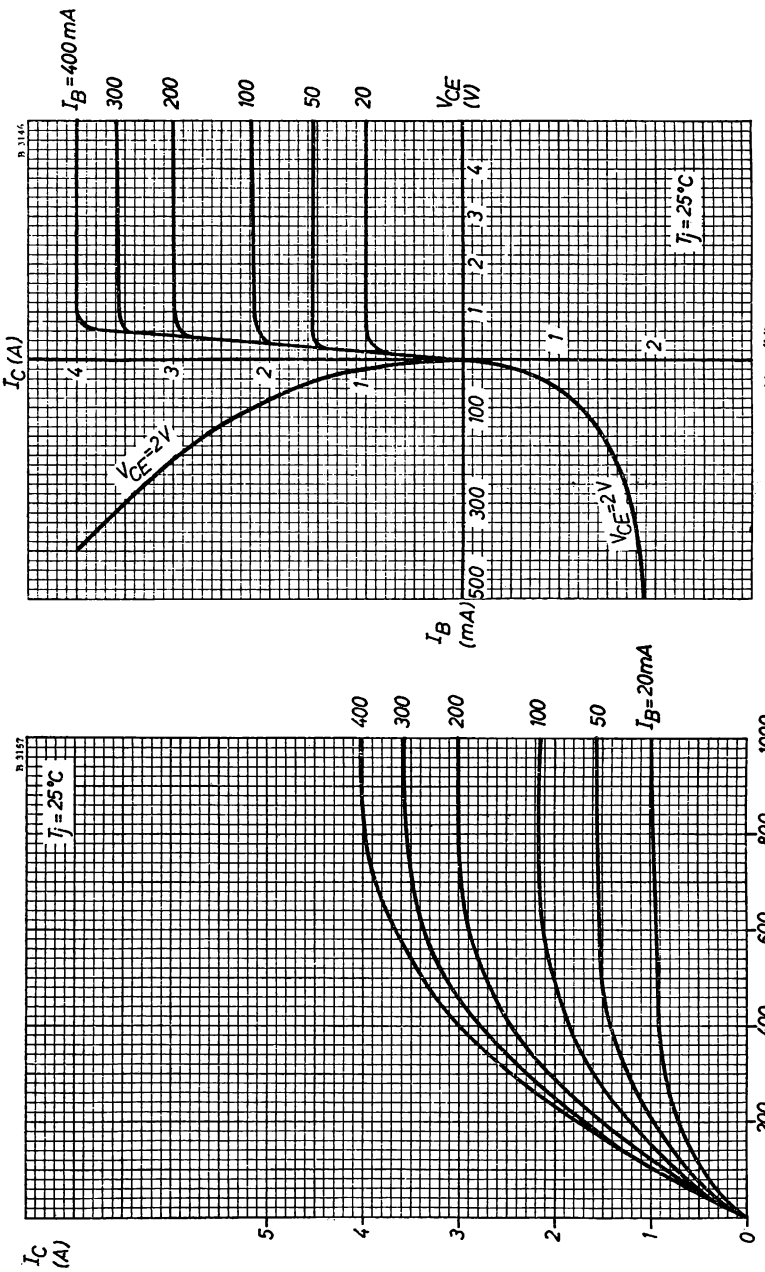


FIG. 18-24. — BDY 11. *Transistor au silicium par diffusion ; type NPN,* $P_{c\,max}$ (pour boîtier à 100° C) : 75 W. Applications industrielles de puissance.

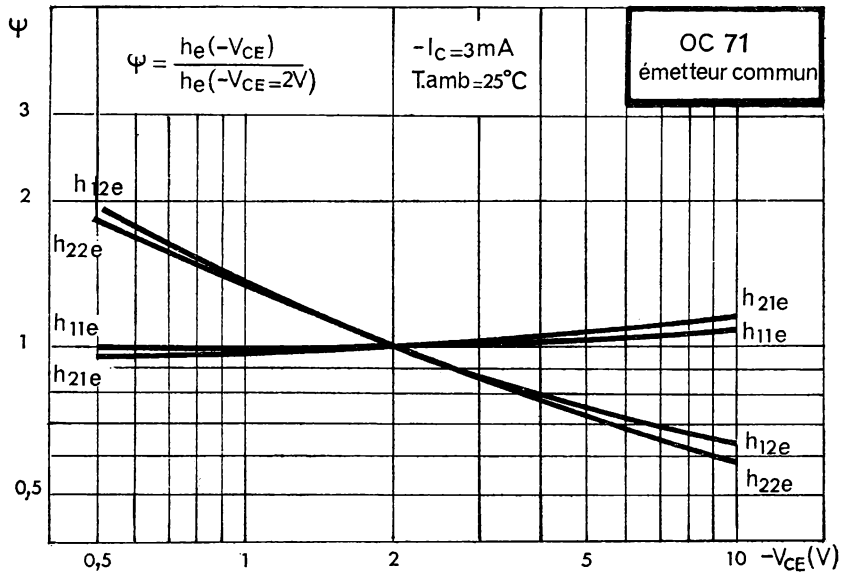


FIG. 18-25 *a*

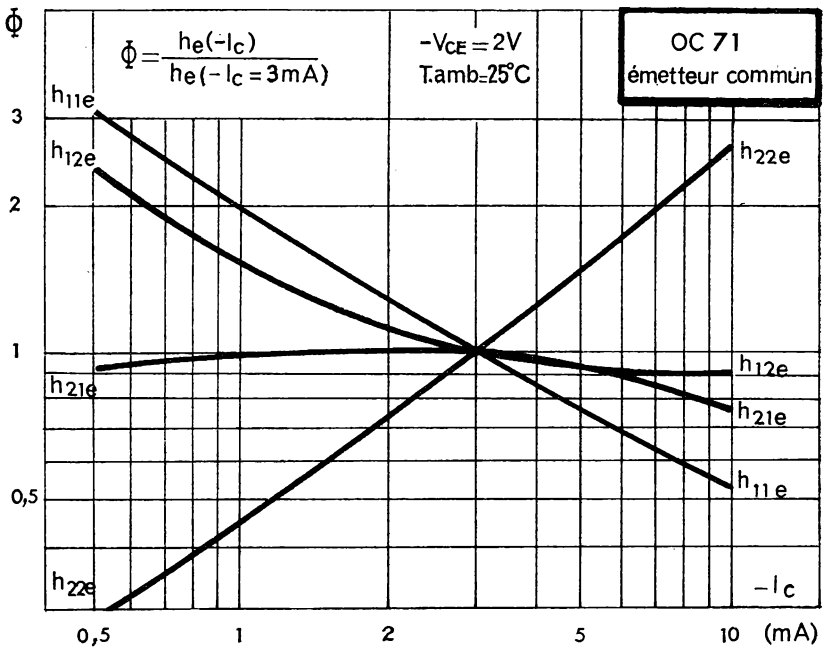


FIG. 18-25 *b*

EXERCICES

18.1 On donne le réseau de sortie du transistor AC 125 (fig. 18-3) ; en déduire graphiquement le réseau des caractéristiques de transfert en courant.

Même question pour le transistor ASZ 17 (fig. 18-20).

18.2 On donne les réseaux du transistor 2 N 526 (fig. 18-21). Déterminer les valeurs des paramètres ρ, β, r aux points de fonctionnement suivants :

$$-V_{CE} = 2\text{ V}\ ,\ -I_B = 0{,}2\text{ mA}\ ;\ -V_{CE} = 6\text{ V}\ ,\ -V_{BE} = 0{,}25\text{ V}\ ;$$
$$-I_C = 25\text{ mA}\ ,\ -V_{CE} = 12\text{ V}\ .$$

18.3 *a*) A l'aide du réseau $I_C(V_{CE})$ paramètre I_B et de la caractéristique d'entrée $V_{BE}(I_B)$ du transistor AC 125 (fig. 18-19), construire le réseau $I_C(V_{CE})$ paramètre V_{BE}.

b) Exposer la méthode à suivre pour déterminer la pente S en un point M de ce dernier réseau. *Application numérique* : M ($-V_{CE} = 5$ V, $-V_{BE} = 150$ mV).

Tracer point par point la courbe $S(I_C)$ pour $-V_{CE} = 5$ V ; montrer que le résultat était prévisible d'après la relation $S = \beta/r$.

c) Le réseau $I_C(V_{CE})$ paramètre V_{BE} permet de définir une nouvelle résistance de sortie :

$$\rho' = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \text{ à } V_{BE} \text{ constant}\ .$$

Calculer ρ' au point M ($-V_{CE} = 5$ V, $-V_{BE} = 150$ mV).

d) En se servant des équations aux petits accroissements (18.14), établir l'expression de ρ' en fonction de ρ, β, r, μ.

Application numérique : Déterminer les valeurs de ces quatre derniers paramètres au point M ; en déduire ρ' et comparer avec la valeur trouvée en *c*.

18.4 Connaissant l'expression générale du courant direct d'une jonction PN (15.4) :

$$I_D = I_S \exp\left(\frac{eV}{kT}\right),$$

établir l'équation $I_B(V_{BE})$ de la caractéristique d'entrée d'un transistor monté en émetteur commun.

En déduire l'expression de la résistance d'entrée $r = \mathrm{d}V_{BE}/\mathrm{d}I_B$.

Application numérique : $k = 1{,}38 \times 10^{-23}$ J/deg ; $e = 1{,}6 \times 10^{-19}$ C ;
$T = 300\ ^{\circ}\text{K}$ ($t = 27\ ^{\circ}\text{C}$) ;

établir la règle pratique :

$$r\,(\Omega) = \frac{26\ \text{mV}}{|\,I_E\,|\,(\text{mA})} \times \beta\,.$$

Exemple : $\beta = 145$, $|\,I_E\,| = 2$ mA ; comparer la valeur de r fournie par la règle pratique avec celle déterminée sur le réseau d'un transistor AC 125.

18.5 *a*) A partir des réseaux du transistor AC 125 (fig. 18-19) construire la caractéristique $I_C(V_{BE})$ pour $-V_{CE} = 2$ V :

— en échelles linéaires ;

— avec une échelle logarithmique pour le courant de collecteur ; en déduire la loi de variation de I_C avec V_{BE}.

b) A l'aide de la caractéristique $I_C(V_{BE})$ construire point par point la courbe $S(I_C)$. Confirmer le résultat obtenu par une démonstration mathématique s'appuyant sur la loi de variation $I_C(V_{BE})$.

Mêmes questions pour le transistor de puissance ASZ 17.

18.6 Au point de fonctionnement $|\,V_{CE}\,| = 5$ V, $|\,I_B\,| = 150\ \mu$A, $|\,V_{BE}\,| = 200$ mV, $|\,I_C\,| = 15$ mA, un transistor *PNP* a pour paramètres :

$$\beta = 100\,,\quad r = 2\,\text{k}\Omega\,,\quad \rho = 10\,\text{k}\Omega\,,\quad \mu = 10^{-3}\,.$$

Calculer les nouvelles valeurs des intensités et des tensions dans les différents cas suivants :

a) la tension de collecteur passe à 10 V, le courant de base à 200 μA ;

b) la tension de collecteur passe à 1 V et la tension de base à 150 mV.

Reprendre les calculs, avec les mêmes valeurs numériques, pour un transistor *NPN*.

18.7 *Réseau de sortie idéalisé.* On considère un transistor idéal pour lequel β et ρ sont constants en tous les points du réseau, et la tension de saturation nulle. On désigne par I_{CEO} le courant résiduel de collecteur pour base en l'air.

a) Etablir l'équation générale du réseau de sortie $I_C(V_{CE})$ paramètre I_B.

b) Mettre en place ce réseau avec les valeurs numériques suivantes :

$$I_{CEO} = 500\ \mu\text{A}\,,\ \beta = 100\,,\ \rho = 10\,\text{k}\Omega\,.$$

c) Calculer l'intensité du courant de collecteur pour $|\,I_B\,| = 100\ \mu$A et $|\,V_{CE}\,| = 5$ V.

d) On place en série dans le circuit collecteur-émetteur une source de tension continue $V_{CC} = 18$ V et une résistance $R_C = 2\,000\ \Omega$; calculer les coordonnées I_C et V_{CE} du point de fonctionnement pour les deux valeurs suivantes du courant de polarisation :

$$|\,I_B\,| = 50\ \mu\text{A}\,;\quad |\,I_B\,| = 200\ \mu\text{A}\,.$$

18.8 *Montage à base commune* (fig. 18-26). Quelles sont les variables d'entrée ? de sortie ?

Définir les réseaux de caractéristiques de ce montage.

Définir les paramètres α, r_b, ρ_b, μ_b déduits de ces réseaux.

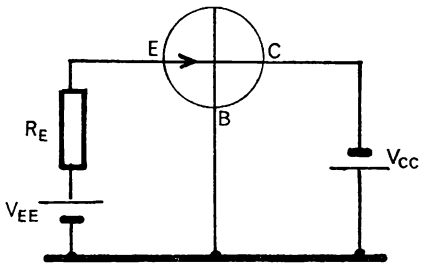


FIG. 18-26

A l'aide des équations aux petits accroissements (18.14), et en faisant des approximations justifiées par les ordres de grandeur des courants et des tensions dans un fonctionnement en régime normal, exprimer :

— α en fonction de β ;
— r_b en fonction de r et β ;
— ρ_b en fonction de ρ et β.

Comparer les propriétés des montages base commune et émetteur commun.

18.9 *Montage à collecteur commun* (fig. 18-27). Définir les variables d'entrée et de sortie, les réseaux de caractéristiques, les paramètres γ, r_c, ρ_c, μ_c déduits de ces réseaux.

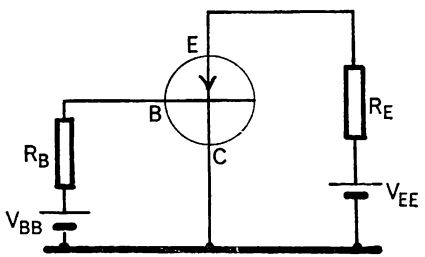


FIG. 18-27

A l'aide des équations aux petits accroissements (18.14) exprimer :

— γ en fonction de β ;
— r_c en fonction de r ;
— ρ_c en fonction de ρ ;
— μ_c.

Quelle différence fondamentale voyez-vous entre les propriétés des montages collecteur commun et émetteur commun ?

18.10 On considère un transistor AC 125. Des réseaux en émetteur commun (fig. 18-19), déduire graphiquement les réseaux de sortie $I_E(V_{EC})$ paramètre I_B et $I_E(V_{EC})$ paramètre V_{BC} du montage collecteur commun.

Tracer ces réseaux sur un même graphique ; définir les résistances de sortie ρ_c et ρ'_c correspondant à chacun d'eux.

En se servant des équations aux petits accroissements (18.14), montrer que l'on a $\rho_c = \rho$ et $\rho'_c \approx 1/S$.

18.11 Un transistor *NPN* est monté suivant le schéma de la figure 18-28, avec $V_{CC} = 12$ V et $R_C = 1$ kΩ. On donne $\beta = 20$ et $V_{CE\,sat} = 0{,}5$ V.

La caractéristique $I_B(V_{BE})$ de ce transistor peut être représentée avec une bonne approximation par deux segments de droites qui se coupent au point $I_B = 0$, $V_{BE} = 0{,}6$ V ; la partie $V_{BE} < 0{,}6$ V correspond à une

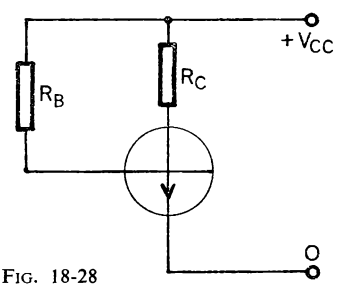


FIG. 18-28

résistance d'entrée infinie et la partie $V_{BE} > 0{,}6$ V à une résistance d'entrée $r = 100\ \Omega$.

Déterminer les valeurs de I_B, V_{BE}, I_C, V_{CE} pour :

a) $R_B = 30\ \text{k}\Omega$; *b*) $R_B = 12\ \text{k}\Omega$.

Calculer la valeur minimale de R_B provoquant la saturation du transistor.

18.12 *Commutation.* Pour faire fonctionner un transistor en commutation on place dans le circuit base-émetteur une source de polarisation continue V_{BB} et un générateur de commande G (fig. 18-29).

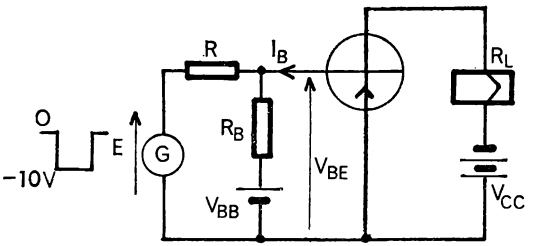


FIG. 18-29

G délivre une tension rectangulaire E de polarité négative et d'amplitude 10 V. La charge est une bobine de relais de résistance $R_L = 1\ \text{k}\Omega$.

On donne : $V_{BB} = 4{,}5$ V ; $V_{CC} = 12$ V ; $I_{CBO} = 5\ \mu\text{A}$.

a) $E = 0$: Montrer qu'il y a blocage du transistor ; calculer R_B pour que la tension V_{BE} soit voisine de zéro. Calculer les puissances dissipées dans le transistor et dans le relais.

b) $E = -10$ V : Déterminer R pour saturer le transistor avec un courant base de 2 mA, auquel correspondent des tensions $|V_{BE}| = 0{,}4$ V et $|V_{CE\,\text{sat}}| = 0{,}2$ V. Préciser le sens de I_B et la polarité de V_{BE}. Calculer les puissances dissipées dans le transistor et dans le relais.

18.13 *Régulateur de tension.* On se propose d'étudier une source de tension stabilisée utilisant un transistor *PNP* ASZ 17. Elle est alimentée à son entrée par une tension non régulée U, et doit fournir à sa sortie une tension V aussi constante que possible, en dépit des variations de U ou du courant I absorbé par la charge connectée en sortie.

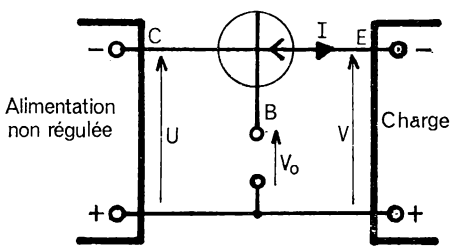


FIG. 18-30

Le transistor est monté suivant le schéma de la figure 18-30. V_0 est une tension de référence fournie par une diode Zener. U, V, I, V_0 sont des grandeurs algébriques ; les conventions de signes adoptées sont représentées par les flèches.

On désigne par u, v, i, v_0 les variations de ces grandeurs autour de l'état de repos.

1. Montrer qu'il existe entre ces variations la relation

$$u - v = \rho i + \lambda(v - v_0),$$

où l'on a posé pour simplifier l'écriture $\lambda = (\beta + 1)\,\rho/r$. On suppose négligeable la réaction interne.

2. On donne à V_0 une valeur constante $V_0 = -6{,}4$ V et on se fixe les valeurs moyennes approximatives $I_B = -100$ mA, $U = -9$ V .

a) Calculer les valeurs approximatives de la tension régulée V et du courant I.

b) Calculer autour du régime moyen :

— les valeurs de r, β, ρ à partir des réseaux ;

— la valeur numérique de λ.

c) La tension d'alimentation U est supposée constante. Le débit I venant à varier, il en résulte une variation de V aux bornes de la charge. Calculer le rapport v/i, ou résistance interne du montage vue de l'utilisation.

d) Le débit I est au contraire supposé constant, mais U varie, d'où résulte une variation de V. Calculer le coefficient de stabilisation $k = u/v$.

e) Le courant I est supposé consommé par une résistance d'utilisation constante R. Calculer la valeur de R pour le régime moyen, et en déduire le nouveau coefficient de stabilisation.

18.14 *Limiteur d'intensité.* On associe suivant le schéma de la figure 18-31 une alimentation continue donnant une tension constante $U_1 = 9$ V, un transistor *PNP* de puissance pour lequel $\beta \approx 60$, une charge résistante R_L.

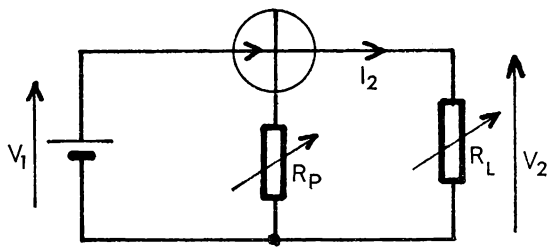


FIG. 18-31

a) Sachant que $P_{C\ max} = 11$ W, déterminer l'intensité maximale qui peut traverser le transistor en cas de court-circuit prolongé de la charge.

b) Montrer que le courant de base est pratiquement constant lorsque R_p est fixe et la charge R_L variable.

c) On admet que la caractéristique de sortie $I_C(V_{CE})$ du transistor à I_B constant peut être représentée par deux segments de droites OA et AC. Pour une certaine

valeur de R_p les coordonnées sont : A (0,25 V ; 0,2 A) ; C (9 V ; 0,6 A) ; calculer cette valeur de R_p si l'on suppose V_{BE} négligeable devant U_1.

d) R_p gardant la valeur ainsi calculée, déterminer graphiquement la position du point de fonctionnement du transistor par l'intersection de deux lieux, et décrire ses déplacements lorsque R_L varie. En déduire le tracé de la caractéristique de sortie $U_2(I_2)$ du montage, et préciser le rôle du transistor lorsqu'il fonctionne dans la zone OA puis dans la zone AC.

e) Quelle doit être la plage de variation du R_p pour obtenir un seuil d'intervention du limiteur réglable entre 100 mA et l'intensité maximale calculée en *a*.

CHAPITRE 19

TRANSISTOR : FONCTIONNEMENT EN CHARGE EN RÉGIME CONTINU

Nous mettons le transistor en charge en insérant une résistance d'utilisation R_C en série dans le circuit de collecteur (fig. 19-1).

Nous supposons dans ce chapitre que le montage ne comporte que des sources d'alimentations continues.

19.1 RELATION ENTRE LA TENSION ET LE COURANT DE COLLECTEUR.

Loi d'Ohm appliquée au circuit collecteur-émetteur.

Sur la figure 19-1 les sens conventionnels des courants sont indiqués par des flèches en traits interrompus ; les sens réels par des flèches en traits pleins en envisageant un transistor *PNP*.

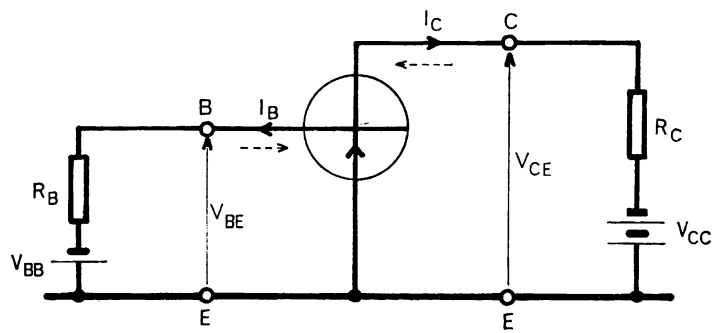


FIG. 19-1

La loi d'Ohm appliquée entre les points C et E donne, compte tenu des conventions de signe (chap. 5) :

$$V_{CE} = - V_{CC} - R_C I_C$$

ou

$$- V_{CE} = V_{CC} - R_C(- I_C) ;$$

soit en valeurs absolues, sachant que V_{CE} et I_C sont négatifs pour un transistor *PNP* en fonctionnement normal :

$$\boxed{| V_{CE} | = V_{CC} - R_C | I_C |} .$$

Cette relation exprime que la tension disponible entre collecteur et émetteur est égale à la tension d'alimentation diminuée de la chute dans la résistance de charge.

Elle est à rapprocher des relations semblables que nous avions obtenues en appliquant la loi d'Ohm aux circuits d'anode de la triode et de la pentode (9.1 et 11.8).

Exercice. — Reprendre l'application de la loi d'Ohm entre collecteur et émetteur dans le cas d'un transistor *NPN* ; est-il alors nécessaire de passer aux valeurs absolues ?

Variation de tension due à une variation de courant. — Appliquons la loi d'Ohm successivement à deux états de fonctionnement :

— premier état caractérisé par des valeurs *algébriques* I_C et V_{CE} :

$$V_{CE} = - V_{CC} - R_C I_C ; \qquad (1)$$

— deuxième état caractérisé par des valeurs *algébriques* $I_C + \Delta I_C$ et $V_{CE} + \Delta V_{CE}$:

$$V_{CE} + \Delta V_{CE} = - V_{CC} - R_C(I_C + \Delta I_C) . \qquad (2)$$

En retranchant (1) de (2) nous obtenons :

$$\boxed{\Delta V_{CE} = - R_C \Delta I_C} .$$

ΔI_C et ΔV_{CE} sont des accroissements *algébriques.*

Le signe moins rappelle que, par suite de la chute dans R_C, *la tension disponible entre C et E décroît lorsque le courant de collecteur augmente.*

19.2 DROITE DE CHARGE DANS LE RÉSEAU DE SORTIE.

La relation

$$| V_{CE} | = V_{CC} - R_C | I_C |$$

peut encore s'écrire

$$| I_C | = - \frac{1}{R_C} | V_{CE} | + \frac{V_{CC}}{R_C} .$$

Sous cette forme nous reconnaissons l'équation d'une droite dans le système d'axes I_C, V_{CE}.

Pour une tension d'alimentation V_{CC} et une résistance de charge R_C données, lorsque la polarisation de base varie le point de fonctionnement M ($| I_C |$, $| V_{CE} |$) se déplace sur une droite de charge d'équation

$$| I_C | = - \frac{1}{R_C} | V_{CE} | + \frac{V_{CC}}{R_C} .$$

Tracé de la droite de charge. — Comme pour les tubes (9.2), il se fait à l'aide de deux points particuliers pris sur les axes (fig. 19-2) :

— sur l'axe des tensions : $I_C = 0$,
$| V_{CE} | = V_{CC}$;

— sur l'axe des courants : $V_{CE} = 0$,
$| I_C | = V_{CC}/R_C$.

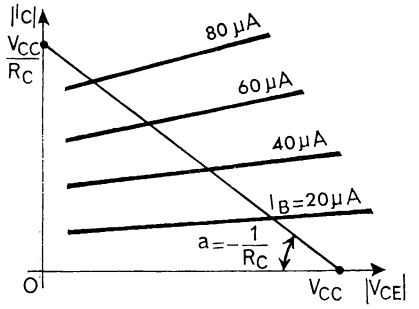


FIG. 19-2

Coefficient angulaire. —

$$a = \boxed{-1/R_C} \quad \text{(fig. 19.2).}$$

Graduation de la droite de charge. — Les caractéristiques I_B = constante du réseau de sortie coupent la droite de charge qui peut ainsi être graduée en intensités de base (fig. 19-2).

Influence de la tension d'alimentation et de la charge.

Variations de V_{CC} à charge constante : la droite de charge subit une translation (9.5).

Variations de R_C à tension d'alimentation constante : la droite de charge pivote autour du point fixe (V_{CC}, 0).

19.3 CARACTÉRISTIQUE EN CHARGE DANS LE DEUXIÈME QUADRANT.

C'est le lieu du point de fonctionnement dans le plan I_C, I_B du réseau des caractéristiques de transfert en courant.

Il se détermine graphiquement à partir de la droite de charge et du réseau des caractéristiques de sortie par le même procédé que celui qui nous avait servi à construire la caractéristique de grille en charge d'un tube à partir de son réseau de Kellog (9.3).

Exercice. — A partir des réseaux du premier quadrant, établir les caractéristiques $I_C(I_B)$ en charge pour les transistors

— AC 125 : $V_{CC} = 10$ V, $R_C = 1$ kΩ ;
— ASZ 17 : $V_{CC} = 20$ V, $R_C = 5$ Ω .

Les comparer aux caractéristiques statiques du deuxième quadrant.

Les caractéristiques de sortie des transistors sont voisines de l'horizontale (18.2). Par analogie avec les pentodes (11.8), nous en déduisons une propriété intéressante :

Pour les transistors, les caractéristiques $I_C(I_B)$ en charge sont pratiquement confondues avec la caractéristique moyenne du deuxième quadrant.

Saturation.

Expérience. — A l'aide du montage de la figure 19-1 (AC 125 ; $V_{CC} = 10$ V ; $R_C = 1$ kΩ), faisons croître le courant de base et relevons la caractéristique en charge $I_C(I_B)$. Nous observons un palier de saturation lorsque I_B dépasse une soixantaine de μA (fig. 19-3 *a*).

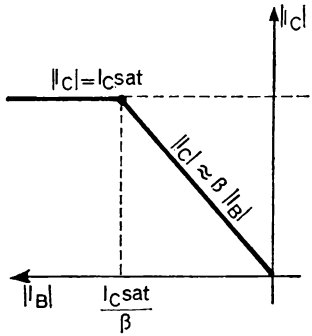


FIG. 19-3 *a*

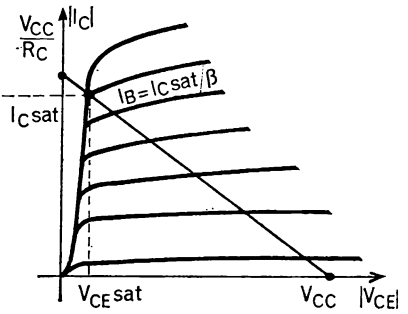


FIG. 19-3 *b*

Interprétation : Pour des courants de base trop intenses, la droite de charge coupe les caractéristiques de sortie dans leur partie commune correspondant au domaine de saturation (fig. 19-3 *b*). Nous avons alors :

$$| V_{CE} | = V_{CEsat} \approx 0 \; ; \quad | I_C | = I_{Csat} \approx V_{CC}/R_C \; ; \quad | I_B | \geqslant I_{Csat}/\beta \; .$$

Pente en charge (pente dynamique). — Elle est définie par :

$$S' = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \text{ sur la caractéristique en charge.}$$

Celle-ci étant pratiquement confondue avec la caractéristique moyenne du deuxième quadrant, il s'ensuit que

$$S' \approx S \, .$$

19.4 DÉTERMINATION DU POINT DE REPOS.

La connaissance parfaite de l'état de fonctionnement en continu d'un transistor exige la détermination des quatres variables I_B, I_C, V_{CE}, V_{BE}, dont la connaissance permet de fixer la position des points figuratifs M_1, M_2, M_3, M_4, dans les quatre quadrants.

Dans chaque quadrant, le point de repos s'obtiendra graphiquement par l'intersection de deux lieux.

Premier problème. — *Un transistor fonctionne en charge avec une tension d'alimentation V_{CC} et une charge R_C données. On envoie dans la base un courant continu I_B donné. Quelles seront les valeurs prises par la tension et l'intensité de collecteur, et par la tension de base ?*

1er QUADRANT : Le courant de polarisation I_B étant imposé, M_1 est sur la caractéristique I_B = constante correspondante ; d'autre part M_1 est sur la droite de charge. Les coordonnées du point d'intersection donnent les valeurs de V_{CE} et de I_C.

2e QUADRANT : M_2 est à l'intersection de la caractéristique moyenne de transfert $I_C(I_B)$ et de la verticale I_B = constante.

3e QUADRANT : M_3 est à l'intersection de la caractéristique moyenne d'entrée $V_{BE}(I_B)$ et de la verticale I_B = constante. L'ordonnée de M_3 fournit V_{BE}.

Exemple. — AC 125 ; $V_{CC} = 10$ V ; $R_C = 1$ kΩ ; — $I_B = 30$ µA. Graphiquement (fig. 19-4) nous trouvons :

— $I_C = 5{,}3$ mA, — $V_{CE} = 4{,}7$ V, — $V_{BE} = 135$ mV ; valeurs que nous pouvons vérifier expérimentalement.

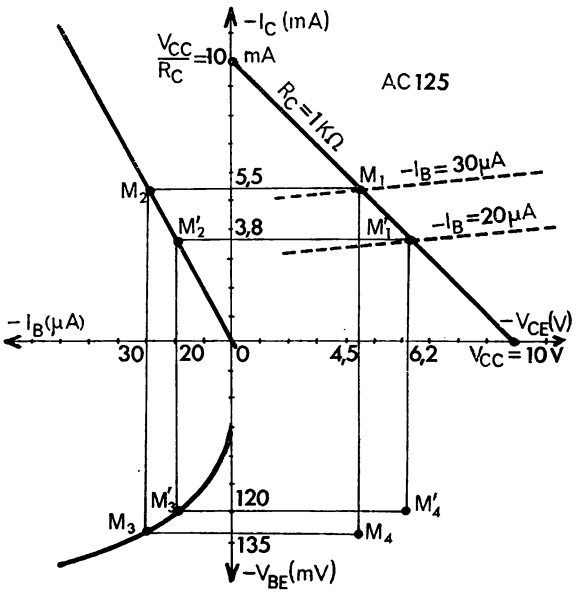


FIG. 19-4

Deuxième problème. — *V_{CC} et R_C étant donnés, on applique entre base et émetteur une tension continue V_{BE} donnée. Quelles seront les valeurs de I_C, V_{CE} et I_B ?*

3e QUADRANT : V_{BE} étant imposé, M'_3 est à l'intersection de l'horizontale V_{BE} = constante et de la caractéristique d'entrée. L'abscisse de M'_3 donne la valeur de I_B.

2e QUADRANT : I_B ayant été déterminé, M'_2 est à l'intersection de la verticale de rappel et de la caractéristique de transfert. L'ordonnée de M'_2 fournit la valeur de I_C.

1er QUADRANT : M'_1 est à l'intersection de l'horizontale de rappel et de la droite de

charge ; l'abscisse de M_1' donne V_{CE}. Remarquons que la caractéristique de sortie passant par M_1' doit correspondre à une valeur de I_B égale à celle déterminée dans le troisième quadrant.

Exemple. — AC 125 ; $V_{CC} = 10$ V ; $R_C = 1$ kΩ ; $-V_{BE} = 120$ mV. Nous trouvons graphiquement (fig. 19-4) : $-I_B = 20$ µA ; $-I_C = 3{,}8$ mA ; $-V_{CE} = 6{,}2$ V.

Troisième problème. — *V_{CC} et R_C étant donnés, on polarise la base à l'aide d'une source de tension V_{BB} de résistance interne R_B données. Quelles seront les valeurs des tensions et des courants de collecteur et de base ?*

Appliquons la loi d'Ohm au circuit base-émetteur, entre les points B et E (fig. 19-1) :

$$V_{BE} = -V_{BB} - R_B I_B ,$$

ou

$$-V_{BE} = V_{BB} - R_B(-I_B) ;$$

et sachant que V_{BE} et I_B sont négatifs pour un transistor *PNP* :

$$|V_{BE}| = V_{BB} - R_B |I_B| .$$

Dans le plan du troisième quadrant, cette relation se traduit graphiquement par une **droite de polarisation,** d'ordonnée à l'origine V_{BB} et de coefficient angulaire $-R_B$ (fig. 19-5).

M_3'' est à l'intersection de cette droite et de la caractéristique d'entrée ; ses coordonnées donnent les valeurs de V_{BE} et de I_B.

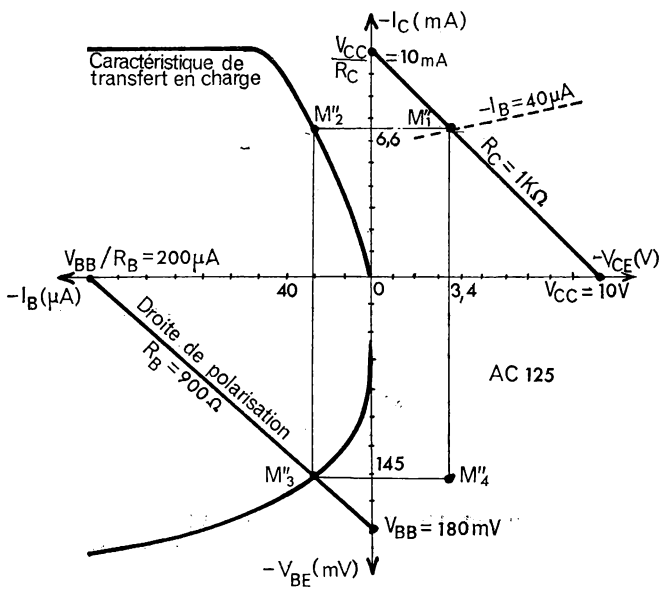


FIG. 19-5

Dans le deuxième quadrant : M_2'' est à l'intersection de la droite de rappel de I_B et de la caractéristique de transfert. L'ordonnée de M_2'' fournit I_C.

Dans le premier quadrant : M_1'' est à l'intersection de la droite de rappel de I_C et de la droite de charge ; son abscisse fournit V_{CE}. La caractéristique de sortie passant par M_1'' doit correspondre à une valeur de I_B égale à celle déterminée dans le troisième quadrant.

Exemple. — AC 125 ; $V_{CC} = 10$ V ; $R_C = 1$ kΩ ; $V_{BB} = 0{,}18$ V ; $R_B = 900$ Ω. Graphiquement (fig. 19-5) nous trouvons :

$-I_B = 40$ µA, $-V_{BE} = 145$ mV, $-I_C = 6{,}6$ mA, $-V_{CE} = 3{,}4$ V.

EXERCICES

19.1 ***Circuits de polarisation.*** Dans les montages pratiques, la même source continue sert à polariser la base et le collecteur. La figure 19-6 représente un procédé fréquemment utilisé ; expliquer son principe.

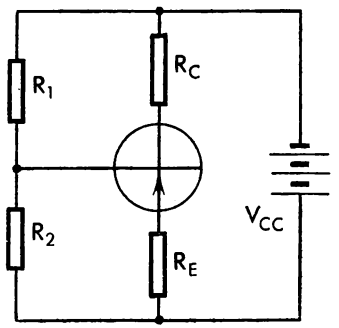


FIG. 19-6

Application :

Un transistor *PNP* au germanium a fourni les résultats suivants, sous tension constante $|V_{CE}| = 2{,}5$ V.

$\lvert I_B \rvert$ (µA)	0	10	20	30	40	50
$\lvert I_C \rvert$ (mA)	0,25	0,80	1,55	2,55	3,60	4,60
$\lvert V_{BE} \rvert$ (mV)	50	100	115	125	132	140

a) Au point de fonctionnement défini par $|I_B| = 25$ µA, $|V_{CE}| = 2{,}5$ V, déterminer les valeurs des courants de collecteur et d'émetteur, et de la tension entre base et émetteur. Préciser les sens des courants et les polarités des tensions.

b) Ce transistor est monté suivant le schéma de la figure 19-6, avec $V_{CC} = 18$V et $R_C = 7$ kΩ. Calculer la valeur de R_E lorsque le transistor fonctionne au point défini précédemment.

c) On se fixe $R_2 = 20$ kΩ. Calculer le courant dans R_2 ; en déduire le courant dans R_1 et la valeur à donner à R_1.

19.2 (Suite de l'exercice **19.1**). — Dans le montage précédent, un accroissement accidentel de température provoque un accroissement $\Delta \mid I_C \mid$ du courant de collecteur. Déterminer la valeur et le sens de la variation de courant de base qui en résulte ; pour faire ce calcul, montrer qu'il est justifié d'admettre que le potentiel de la base par rapport à la masse reste constant.

Le système est-il stable vis-à-vis des variations de température ?

19.3 Dans le montage de la figure 19-6, on supprime R_2. Calculer la valeur à donner à R_1 pour maintenir le courant de base à 25 μA.

Même question si R_1 est branchée entre base et collecteur.

19.4 Un transistor *PNP* de coefficient d'amplification β est monté suivant le schéma de la figure 19-7.

a) Tracer la droite de charge $\mid I_C \mid = f(\mid V_{CE} \mid)$ et donner son équation.

b) On règle la résistance de polarisation R_p de façon à situer le point de fonctionnement au milieu de cette droite de charge. Exprimer R_p en fonction de β et R_C (on négligera la chute de tension entre émetteur et base ainsi que le courant résiduel).

c) Comment faut-il choisir R_p pour que le transistor fonctionne avec une tension pratiquement nulle entre émetteur et collecteur (*régime de saturation*) ?

Reprendre le problème avec un transistor *NPN*.

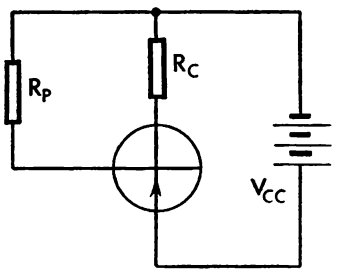


FIG. 19-7

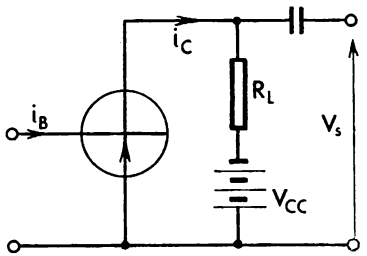


FIG. 19-8

19.5 *Notion d'amplification par transistor.* Un transistor de $\beta = 50$ est monté suivant le schéma de la figure 19-8. Sa base est commandée par un courant i_B comportant une composante continue de polarisation et un signal alternatif :

$$i_B\,(\mu A) = -100 + 30 \sin \omega t\,.$$

a) $V_{CC} = 10$ V ; calculer R_L pour qu'au repos, c'est-à-dire en l'absence de signal alternatif sur la base, la tension $\mid V_{CE} \mid$ s'établisse à 5 V.

b) Tracer la droite de charge dans le plan I_C, V_{CE} ; placer le point de repos sur cette droite.

c) Etablir l'expression du courant instantané i_C lorsque la base reçoit le signal alternatif. Dessiner la forme d'onde de ce courant. Entre quelles positions extrêmes se déplace le point de fonctionnement sur la droite de charge ?

d) Calculer la valeur efficace de la tension de sortie.

e) Que devient la forme d'onde de la tension de sortie si le courant continu de base passe à $-$ 190 μA, le signal alternatif restant le même ?

19.6 Un transistor AC 125 est monté en amplificateur à émetteur commun avec $V_{CC} = 10$ V.

a) Calculer la résistance de charge R_C pour que la puissance dissipée au collecteur ne dépasse jamais 150 mW.

b) A l'aide des réseaux de caractéristiques (fig. 18-19) tracer la caractéristique en charge $i_C(v_{BE})$ correspondant à cette valeur de R_C. Interpréter les différentes parties de cette caractéristique.

c) On applique entre base et émetteur une tension sinusoïdale superposée à une tension continue de polarisation. Déterminer graphiquement, au moyen de la caractéristique en charge et de la droite de charge, la forme d'onde de la tension de sortie entre collecteur et émetteur ; envisager les différentes causes possibles de distorsion suivant la position du point de repos et l'amplitude du signal d'attaque.

19.7 La figure 19-9 représente l'étage terminal d'un disjoncteur pour alimentation stabilisée. Le transistor T_1 est normalement bloqué ; si le courant débité par

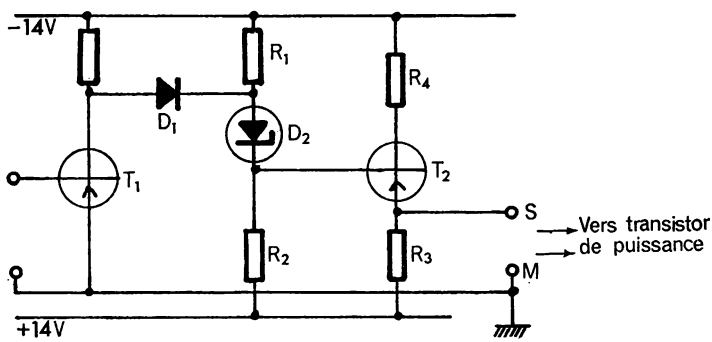


FIG. 19-9

l'alimentation stabilisée dépasse un seuil critique, T_1 se sature : la tension U_{SM} bloque alors le transistor de puissance *PNP* de l'alimentation.

T_1 et T_2 = 2 N 526 (fig. 18-21) ;
$R_4 = 820\,\Omega$, $R_3 = 1\,500\,\Omega$, $R_1 = 1\,000\,\Omega$;
tension de Zener de D_2 : $V_z = 5$ V ;
chute directe de D_1 : 0,4 V .

a) Dans l'état normal de T_1, calculer R_2 pour que T_2 soit saturé. Quelle est la tension de sortie U_{SM} ?

b) Lorsque le courant dans l'alimentation dépasse le seuil critique : quel est l'état de T_2 (déterminer I_C, V_{CE}, I_B, V_{BE}) ? Que devient la tension de sortie U_{SM} ?

c) Calculer la puissance dissipée par T_2 dans chaque cas.

19.8 *Porte électronique.* On considère le montage de la figure 19-10.

$R_1 = R_2 = 1\ \text{k}\Omega$, $R_3 = 10\ \text{k}\Omega$, $R_4 = 20\ \text{k}\Omega$, $C = 10\ \text{nF}$.

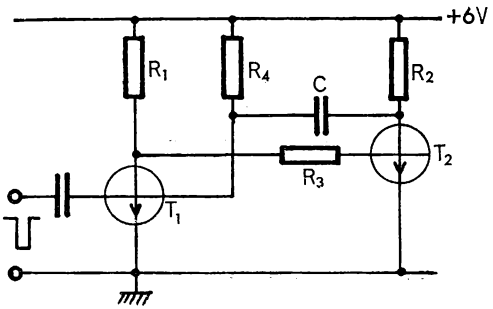


FIG. 19-10

T_1 et T_2 sont des transistors identiques ; on leur attribuera un réseau de sortie idéalisé avec $V_{CE\,sat} = 0$, $\beta = 50$, et on admettra qu'ils présentent une résistance d'entrée nulle lorsqu'ils sont conducteurs.

a) Déterminer les états des transistors T_1 et T_2(I_C, I_B, V_{CE}, V_{BE}) en l'absence de signal de commande sur la base de T_1 ; préciser la tension aux bornes de C (valeur et polarités).

b) A l'instant $t = 0$, on applique sur la base de T_1 une impulsion négative de tension de courte durée ε et d'amplitude 5 V. Déterminer l'état du montage à l'instant $t = 0 + \varepsilon$; préciser la tension aux bornes de C.

c) Montrer qu'après l'instant $t = 0 + \varepsilon$ le condensateur C se décharge dans un circuit dont on donnera le schéma, et que cette décharge maintient T_1 bloqué. Trouver l'équation du courant de décharge.

d) Quel est le temps mis par le système pour revenir à son état stable ? Dessiner la forme d'onde de la tension de sortie entre collecteur de T_1 et masse ; justifier la dénomination de « porte électronique ».

CHAPITRE 20

AMPLIFICATION PAR TRIODE ET PAR PENTODE

Fonctionnement en charge en régime sinusoïdal

La plupart des applications des transistors et des tubes à vide résultent de leur ***fonction amplificatrice.***

Nous nous proposons dans ce chapitre d'étudier les principes de l'amplification par triode et pentode, en nous limitant au montage à cathode commune, fonctionnant en régime sinusoïdal audio-fréquence et sans distorsion.

Le chapitre 21 *traitera de l'amplification par transistor.*

I. TRIODE

20.1 ÉTUDE EXPÉRIMENTALE.

Montage à cathode commune (fig. 20-1). — Nous reconnaissons le montage déjà étudié au chapitre 9 (fig. 9-1), avec la résistance de charge R_a dans le circuit d'anode ;

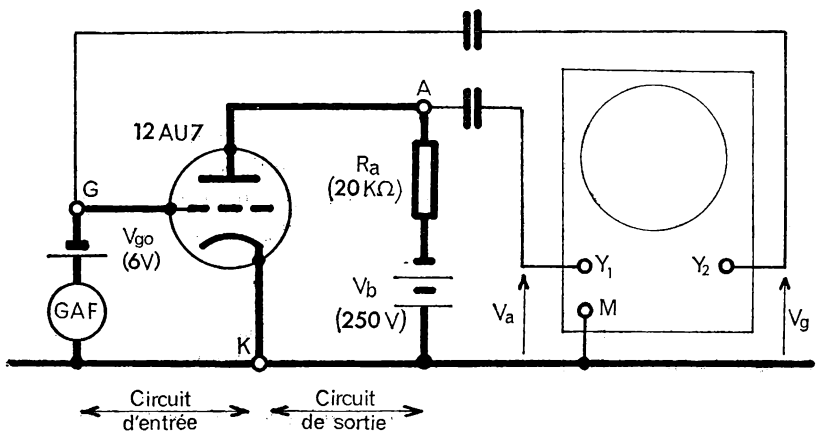


FIG. 20-1

mais nous avons ajouté ici dans le circuit de grille une source de tension sinusoïdale, en série avec la source de polarisation continue.

Nous distinguons sur la figure :

— *Un circuit d'entrée*, reliant la grille à la cathode.

— *Un circuit de sortie*, reliant l'anode à la cathode.

La cathode est une électrode commune à ces deux circuits ; le montage ainsi réalisé porte le nom de *montage à cathode commune*, ou encore *cathode au sol, cathode à la masse.*

La tension sinusoïdale est fournie par un générateur audio-fréquence (GAF) ; nous le réglons pour qu'il fournisse une tension d'amplitude 2 V et de fréquence 1 000 Hz.

Un oscillographe bicourbe nous permet d'observer les formes d'ondes (fig. 20-2) :

— de la tension de sortie V_a entre anode et cathode

$$V_a = V_A - V_K .$$

— de la tension d'entrée V_g entre grille et cathode

$$V_g = V_G - V_K .$$

Nous aurons eu soin au préalable de régler les gains des deux voies à des valeurs égales.

Résultat. — Nous constatons la présence entre anode et cathode d'une tension sinusoïdale :

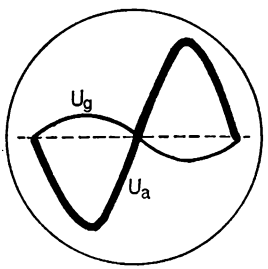


FIG. 20-2

— *de même fréquence* que celle de la tension appliquée sur la grille,

— *en opposition de phase* avec celle-ci,

— *d'amplitude bien plus grande* (environ 10 fois dans nos conditions d'expérience).

***Conclusion* : Le tube triode monté en cathode commune est un amplificateur de tension.** Nous verrons plus tard qu'il est aussi un amplificateur de puissance.

Nous avons expérimenté avec une tension de grille sinusoïdale, mais la fonction amplificatrice se serait manifestée avec tout autre forme d'onde.

20.2 POINT DE REPOS.

Si nous supprimons le signal alternatif d'entrée, nous sommes ramenés à un fonctionnement en régime continu tel que nous l'avons étudié au chapitre 9. Nous savons alors déterminer la position M_0 du point de fonctionnement dans le réseau d'anode et dans le réseau de grille (9-6) ; désignons par V_{g0}, V_{a0} et I_{a0} les coordonnées de ce point.

Exemple. — Triode 12 AU 7 dont le réseau de Kellog est représenté à la figure 8-1 ; $V_b = 250$ V ; $R_a = 20$ kΩ ; pour une polarisation de grille $V_{g0} = -6$ V, l'intensité anodique se fixe à $I_{a0} = 4{,}6$ mA et la tension anodique à $V_{a0} = 158$ V.

M_0 s'appelle *point de repos* ; I_{a0} est le *courant de repos* ; V_{g0} et V_{a0} sont les *tensions de repos* des électrodes correspondantes.

Définition. — *La tension de repos d'une électrode est la tension à laquelle se stabilise cette électrode, le tube étant en fonctionnement mais en l'absence de signal, compte tenu des chutes de tension dans les circuits.*

20.3 ÉTUDE GRAPHIQUE.

Nous désignerons (fig. 20-3) par :

I_a le courant anodique *instantané*

(égal au courant de repos I_{a0} en l'absence de signal),

V_a la tension anodique *instantanée* : $V_a = V_A - V_K$

(égale à la tension de repos V_{a0} en l'absence de signal),

V_g la tension de grille *instantanée* : $V_g = V_G - V_K$,

V_{g0} la polarisation *continue* de grille.

Exemple. $V_{g0} = -6$ V.

v_g la tension d'attaque *sinusoïdale* : $v_g = V_{gm} \sin \omega t$

Exemple. $v_g = 2 \sin 2\,000\,\pi t$ volts.

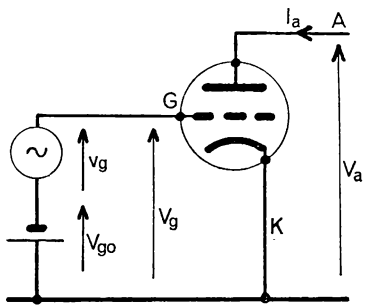


FIG. 20-3

Constructions graphiques.

Nous avons (fig. 20-3)

$$V_g = V_{g0} + v_g = V_{g0} + V_{gm} \sin \omega t\,.$$

Exemple : V_g (volts) $= -6 + 2 \sin 2\,000\,\pi t$.

Les variations de V_g en fonction du temps sont représentées à la figure 20-4 *a*.

A toute valeur de V_g, la caractéristique de grille en charge permet de faire correspondre une valeur de I_a (fig. 20-4 *b*), donc de construire point par point le graphe des variations de I_a en fonction du temps (fig. 20-4 *c*).

A toute valeur de I_a, la droite de charge permet de faire correspondre une valeur de V_a (fig. 20-4 *d*), donc de construire point par point le graphe des variations de V_a en fonction du temps (fig. 20-4 *e*).

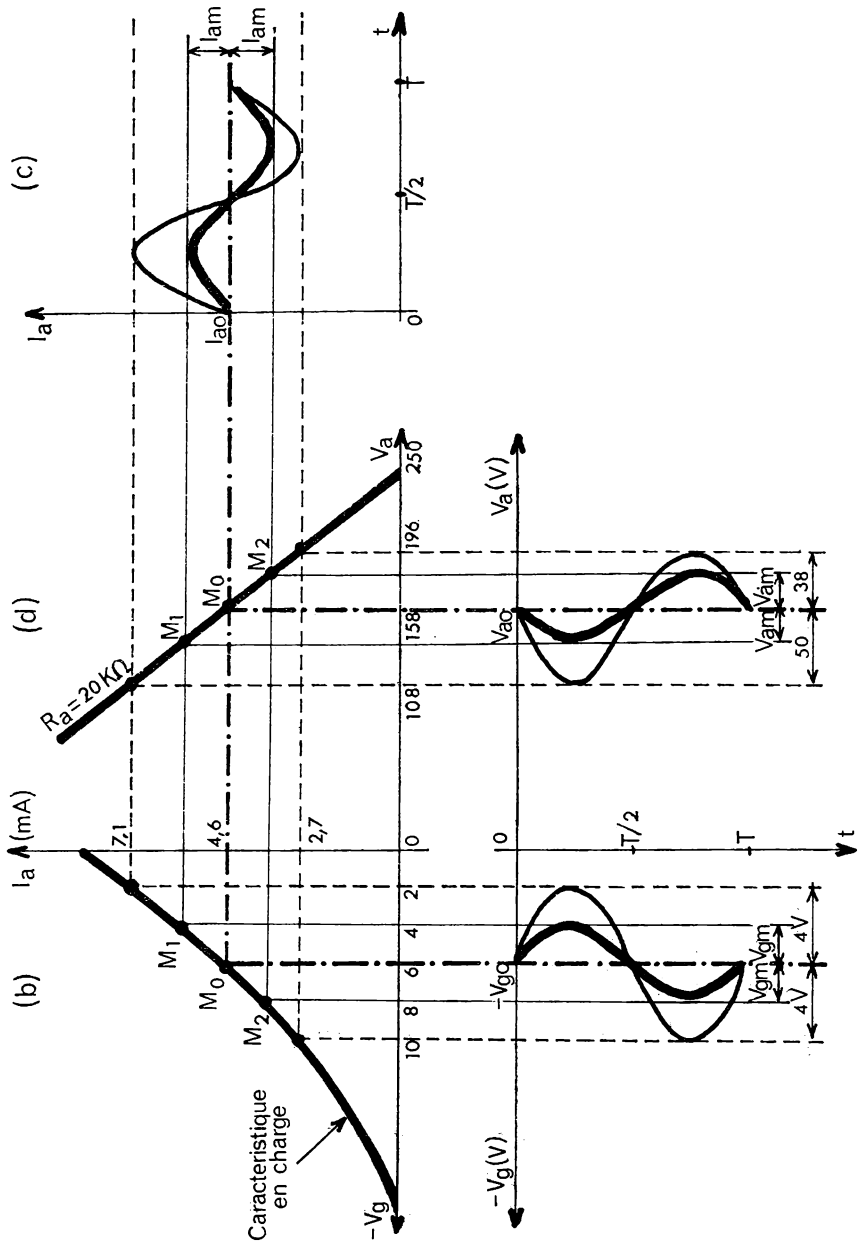

(c)
I_a
I_{am}
I_{am}
I_{ao}
t
T/2
0
(d)
$R_a = 20K\Omega$
M_1
M_0
M_2
V_a
250
196
158
108
(e)
V_a(V)
V_{ac}
V_{am}
V_{am}
38
50
(b)
I_a(mA)
Z,1
4,6
2,7
0
2
4
6
8
10
M_1
M_0
M_2
Caracteristique en charge
$-V_g$
$-V_g$(V)
$-V_{gq}$
V_{gm}
V_{gm}
4 V
4 V
(a)
0
T/2
T
t

FIG. 20-4

Conclusions. — Ces constructions nous montrent que :

1. Durant chaque période du signal d'entrée, le point de fonctionnement se déplace sur la droite de charge et sur la caractéristique de grille de part et d'autre du point de repos M_0, alternativement entre les positions extrêmes M_1 et M_2. Ces positions extrêmes sont déterminées par l'amplitude du signal d'entrée.

2. Le courant anodique est constitué par la superposition d'un courant continu, égal au courant de repos I_{a0}, et d'un courant sinusoïdal i_a, de même fréquence que le signal d'entrée et en phase avec lui :

$$I_a = I_{a0} + i_a ;$$

et en désignant par I_{am} l'amplitude de i_a :

$$I_a = I_{a0} + I_{am} \sin \omega t .$$

Exemple : Pour le tube 12 AU 7 dans les conditions de l'étude expérimentale, la construction graphique donne $I_{am} = 1$ mA, d'où

$$I_a \text{ (mA)} = 4{,}6 + 1 \sin 2\,000\,\pi t .$$

I_{a0} est appelé *composante continue* du courant anodique I_a, i_a est appelé *composante sinusoïdale* du courant anodique I_a (fig. 20-5).

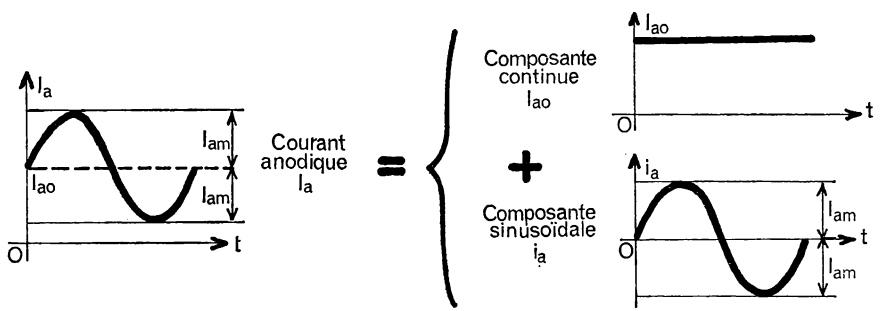


FIG. 20-5

Remarque importante. — En réalité, les variations de I_a ne sont pas exactement sinusoïdales car la caractéristique de grille n'est pas rectiligne entre M_1 et M_2. *La composante variable du courant anodique n'est assimilable à une sinusoïde que dans la mesure où l'arc M_1 M_2 de la caractéristique de grille peut être confondu avec sa tangente au point de repos M_0.*

Pour qu'il en soit ainsi, il faut :

a) Choisir R_a, V_b et V_{g0} de telle sorte que le point de repos M_0 soit situé dans une région approximativement linéaire des caractéristiques.

b) Choisir une amplitude V_{gm} du signal d'attaque suffisamment faible pour que le point de fonctionnement ne sorte pas de cette région linéaire.

Si ces conditions ne sont pas réalisées, le signal de sortie subit une déformation : on dit qu'il y a *distorsion* (exercices 20.1 à 20.3).

3. La tension anodique est constituée par la superposition d'une tension continue, égale à la tension de repos V_{a0}, et d'une tension sinusoïdale v_a, de même fréquence que le signal d'entrée mais en opposition de phase avec lui :

$$V_a = V_{a0} + v_a ;$$

et en désignant par V_{am} l'amplitude de v_a :

$$V_a = V_{a0} - V_{am} \sin \omega t .$$

Exemple. — Pour le tube 12 AU 7 dans les conditions de l'étude expérimentale, la construction graphique donne $V_{am} = 20$ V, d'où

$$V_a \text{ (volts)} = 158 - 20 \sin 2\,000\,\pi t .$$

V_{a0} est appelée *composante continue* de la tension anodique V_a,
v_a est appelée *composante sinusoïdale* de la tension anodique V_a (fig. 20-6).

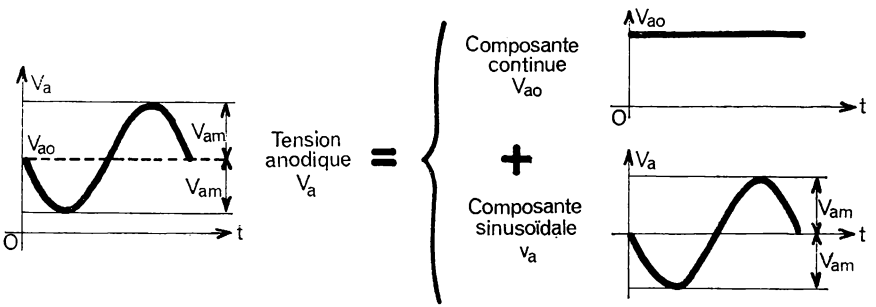


FIG. 20-6

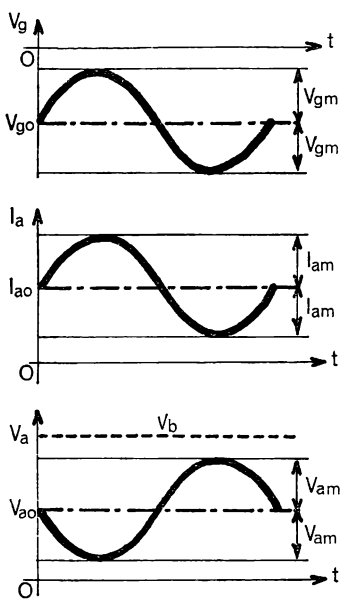


FIG. 20-7

La figure 20-7 résume le fonctionnement du montage cathode commune en régime sinusoïdal ; *vous noterez avec attention les phases respectives des différents signaux.*

Mesure des composantes continues et sinusoïdales (fig. 20-8). — Les composantes continues de V_a et de V_g se mesurent à l'aide d'un voltmètre magnéto-électrique, sur lequel les composantes alternatives n'ont aucune action.

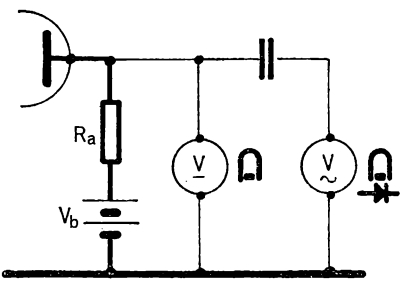


FIG. 20-8

Les composantes sinusoïdales peuvent être mesurées avec un voltmètre magnéto-électrique à redresseurs, après avoir placé un condensateur en série pour arrêter le continu, ou avec un voltmètre électronique aux fréquences plus élevées.

Nous avons ainsi le moyen de vérifier les résultats fournis par l'étude graphique.

Remarque. — L'étude expérimentale faite à l'oscillographe ne nous avait pas révélé la présence des composantes continues parce que celles-ci étaient arrêtées par les condensateurs disposés à l'entrée des voies.

20.4 ÉTUDE ANALYTIQUE.

La relation

$$V_g = V_{g0} + v_g$$

s'écrit encore

$$v_g = V_g - V_{g0} .$$

Sous cette forme, la différence $V_g - V_{g0}$ représente un accroissement algébrique ΔV_g de la tension instantanée de grille V_g à partir de la valeur de repos V_{g0} ; *la tension d'attaque sinusoïdale v_g peut donc être considérée comme un accroissement algébrique ΔV_g de la tension instantanée de grille* :

$$v_g = \Delta V_g .$$

De même :

— *La composante sinusoïdale i_a peut être considérée comme un accroissement algébrique ΔI_a du courant anodique instantané à partir de la valeur de repos I_{a0}* :

$$i_a = I_a - I_{a0} = \Delta I_a .$$

— *La composante sinusoïdale v_a peut être considérée comme un accroissement algébrique ΔV_a de la tension anodique instantanée à partir de la valeur de repos V_{a0}* :

$$v_a = V_a - V_{a0} = \Delta V_a .$$

L'équation caractéristique des petites amplitudes

$$\rho \, \Delta I_a = \Delta V_a + K \Delta V_g \qquad (8.8)$$

devient une relation entre composantes sinusoïdales :

$$\boxed{\rho i_a = v_a + K v_g} . \qquad (1)$$

REMARQUES. — 1. La relation ainsi établie n'a de sens que dans la mesure où les paramètres K, ρ, S gardent des valeurs bien définies : c'est pourquoi *elle n'est applicable qu'à de petites amplitudes autour du point de repos M_0.*

2. *Malgré une analogie de forme, il ne faut pas confondre les relations* :

$\rho i_a = v_a + K v_g$, qui ne s'applique qu'aux composantes *sinusoïdales*,

et $\rho I_a = V_a + K V_g$, qui s'appliquerait aux valeurs *instantanées*, mais ne doit être utilisée qu'avec un réseau *idéalisé* (8.9).

La loi d'Ohm appliquée à la charge

$$\Delta V_a = - R_a \Delta I_a \qquad (9.1)$$

devient une relation entre composantes sinusoïdales :

$$v_a = - R_a i_a . \qquad (2)$$

Calcul des composantes sinusoïdales.

1. Courant anodique. — Par élimination de v_a entre les équations (1) et (2), nous obtenons :

$$\rho i_a = (- R_a i_a) + K v_g ,$$

d'où

$$i_a = \frac{K}{\rho + R_a} v_g ;$$

et en remplaçant v_g par son expression en fonction du temps :

$$i_a = \frac{K}{\rho + R_a} V_{gm} \sin \omega t .$$

Nous en déduisons l'amplitude :

$$I_{am} = \frac{K}{\rho + R_a} V_{gm} .$$

Exemple. — 12 AU 7 dans les conditions de l'étude expérimentale ; $R_a = 20$ kΩ ; attaque de grille d'amplitude $V_{gm} = 2$ V. Au point de repos M_0 ($V_{g0} = -6$ V, $V_{a0} = 158$ V, $I_{a0} = 4{,}6$ mA) le réseau de Kellog fournit $K = 16$ et $\rho = 11$ kΩ, d'où

$$I_{am}\,(\text{mA}) = \frac{16 \times 2}{11 + 20} \approx 1 \text{ mA} ,$$

valeur proche de celle fournie par l'étude graphique.

2. Tension anodique. — Reportons dans (2) l'expression trouvée pour i_a ; nous obtenons :

$$v_a = - R_a \left(\frac{K}{\rho + R_a} V_{gm} \sin \omega t \right),$$

soit

$$v_a = - \frac{K R_a}{\rho + R_a} V_{gm} \sin \omega t .$$

— Nous en déduisons l'amplitude :

$$V_{am} = R_a I_{am} = \frac{K R_a}{\rho + R_a} V_{gm} .$$

— *quant au signe moins*, il indique que la composante sinusoïdale v_a est en *opposition de phase* avec les composantes sinusoïdales i_a et v_g.

Remarque. — L'opposition de phase entre v_a et v_g s'explique physiquement par le fait qu'un *accroissement de la tension de grille*, rendant celle-ci moins négative, provoque une augmentation du courant anodique, donc une chute de tension plus importante dans la charge. Cette chute entraîne une *décroissance de la tension anodique*, puisque cette dernière est égale à la haute tension diminuée de la chute dans R_a.

20.5 CIRCUITS ÉQUIVALENTS A LA TRIODE.

Schéma avec source de tension (générateur de THÉVENIN). — L'équation caractéristique

$$\rho i_a = v_a + K v_g$$

s'écrit encore

$$v_a = \rho i_a - K v_g .$$

Mise sous cette forme, elle nous montre que :

L'espace anode-cathode d'un tube se comporte comme une source de tension de F. E. M. Kv_g et de résistance interne ρ, parcourue par le courant i_a (fig. 20.9).

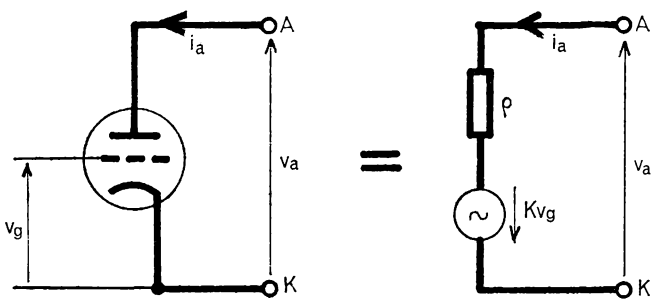


FIG. 20-9

Attention : *Ce schéma équivalent ne doit s'employer que pour les composantes alternatives.*

Pour obtenir le circuit équivalent au montage cathode commune, il nous suffit de compléter le schéma précédent en branchant la résistance R_a entre anode et cathode (fig. 20-10) ; nous faisons abstraction de la haute tension V_b car celle-ci ne concerne que les composantes continues. Ce circuit permet de rétablir rapidement les relations

$$i_a = \frac{K v_g}{\rho + R_a} \quad \text{et} \quad v_a = - R_a i_a .$$

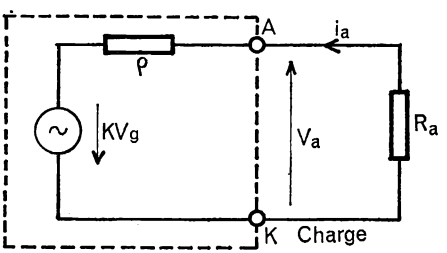


FIG. 20-10

Schéma avec source de courant (générateur de NORTON). — L'équation caractéristique

$$\rho i_a = v_a + K v_g$$

s'écrit encore

$$i_a = S v_g + \frac{v_a}{\rho} = i_1 + i_2 .$$

Mise sous cette forme, elle nous montre que :

Le courant anodique peut être considéré comme la somme de deux courants :

— i_1, fourni par une source de courant Sv_g ;

— i_2, fourni par la tension v_a appliquée aux bornes de la résistance ρ (fig. 20.11).

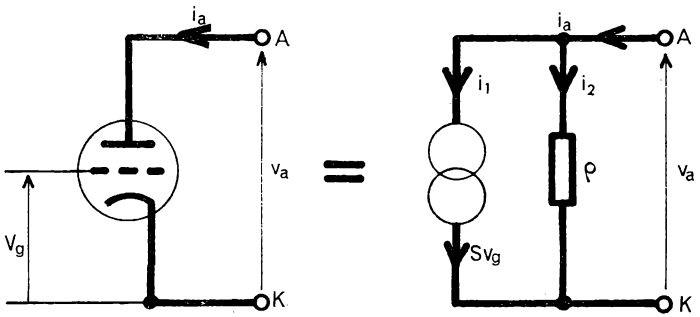


FIG. 20-11

Attention : Ce schéma équivalent ne doit s'employer que pour les composantes alternatives.

Les deux schémas équivalents à l'espace anode-cathode d'un tube permettent de résoudre aisément de nombreux problèmes. On peut utiliser indifféremment l'un ou l'autre ; on choisira suivant les circonstances celui qui conduit aux calculs les plus rapides.

20.6 AMPLIFICATION EN TENSION.

Définition. — *L'amplification (ou gain) en tension est le rapport de la tension de sortie à la tension d'entrée.*

$$\boxed{A = \frac{v_a}{v_g} = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}} .$$

Calcul. — L'étude analytique nous a conduits aux relations :

$$v_a = - R_a i_a = - R_a \left(\frac{K}{\rho + R_a} v_g \right),$$

d'où nous tirons l'amplification v_a/v_g :

$$A = - \frac{K R_a}{\rho + R_a}$$

ou encore :

$$A = -\frac{K}{1 + \frac{\rho}{R_a}} .$$

Le signe moins signifie qu'il y a opposition de phase entre les tensions de sortie et d'entrée.

Exemple. — 12 AU7 dans les conditions de l'étude expérimentale ; $R_a = 20$ kΩ. Au point de repos M_0 ($V_{g0} = -6$ V, $V_{a0} = 158$ V, $I_{a0} = 4{,}6$ mA) on a $K = 16$ et $\rho = 11$ kΩ ; d'où

$$|A| = \frac{16}{1 + 11/20} \approx 10 .$$

Attention. — Il ne faut pas confondre *amplification* et *facteur d'amplification* ; leurs définitions sont différentes :

$$K = \left|\frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}\right| , \text{ à } I_a \text{ constant} \qquad |A| = \left|\frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}\right| , \text{ à } V_b \text{ et } R_a \text{ constants} .$$

$|A|$ ne devient égal à K que pour des résistances anodiques très élevées (exercice 9-13).

Détermination graphique.

— *Dans le réseau d'anode* (fig. 20-12 *a*) : Le point de fonctionnement se déplace sur la droite de charge entre les limites M_1 et M_2. La variation ΔV_a se lit sur l'axe des tensions, et la variation ΔV_g sur les caractéristiques statiques.

— *Dans le réseau de grille* (fig. 20-12 *b*) : Le point de fonctionnement se déplace sur la caractéristique en charge entre les limites M_1 et M_2. La variation ΔV_g se lit sur l'axe des tensions, et la variation ΔV_a sur les caractéristiques statiques.

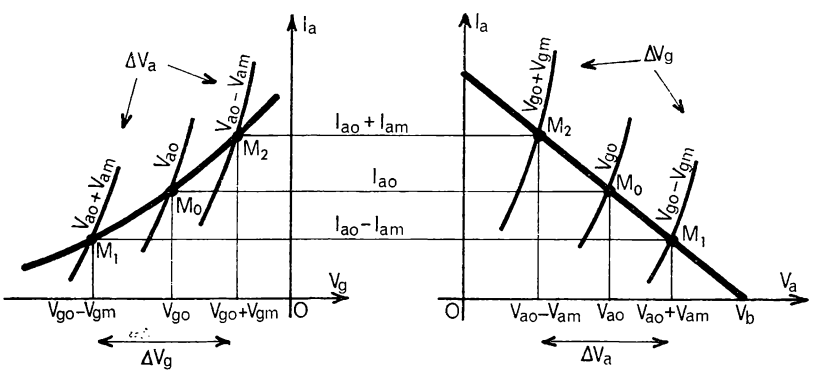


FIG. 20-12 *a* FIG. 20-12 *b*

Exemple. — 12 AU 7 ; $V_b = 250$ V ; $R_a = 20$ kΩ ; $V_{g0} = -6$ V. Pour une amplitude d'attaque $V_{gm} = 2$ V, l'étude graphique nous avait donné $V_{am} = 20$ V (20.3). D'où

$$|A| = \left|\frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}\right| = \frac{V_{am}}{V_{gm}} = \frac{20}{2} = 10,$$

valeur proche de celle fournie par le calcul.

Expression en décibels.

Le décibel (dB). — Par nature, nos sens nous procurent des sensations approximativement proportionnelles au logarithme de l'excitation qu'ils reçoivent ; ainsi une sensation auditive ou visuelle est proportionnelle au logarithme de la puissance acoustique ou lumineuse.

Pour cette raison, **lorsqu'on veut comparer deux puissances P_1 et P_2 on est amené à considérer le logarithme décimal de leur rapport ; ce rapport s'exprime alors en *bels* (B).**

$$\frac{P_2}{P_1} \text{ exprimé en bels} = \lg \frac{P_2}{P_1}.$$

On emploie beaucoup plus souvent le *décibel* (symbole dB) :

$$\boxed{\frac{P_2}{P_1}\,(\text{dB}) = 10 \lg \frac{P_2}{P_1}}.$$

Expression en décibels de l'amplification en tension $|A| = |v_a/v_g|$. — La tension v_g a pour valeur efficace $V_{gm}/\sqrt{2}$; appliquée à une résistance R, elle fournirait une puissance

$$P_1 = \frac{(V_{gm}/\sqrt{2})^2}{R}.$$

La tension v_a a pour valeur efficace $V_{am}/\sqrt{2}$; appliquée à la *même* résistance R, elle fournirait une puissance

$$P_2 = \frac{(V_{am}/\sqrt{2})^2}{R}.$$

Nous en tirons

$$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{V_{am}}{V_{gm}}\right)^2,$$

soit en décibels :

$$10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 20 \lg \frac{V_{am}}{V_{gm}}.$$

C'est à cette expression logarithmique que doit être réservée, en toute rigueur, la dénomination *gain en tension.*

Le gain en tension s'exprime en décibels par la relation :

$$\boxed{G\,(\text{dB}) = 20 \lg |A|}.$$

Exemple. — $V_{gm} = 2$ V, $V_{am} = 20$ V ;

$$|A| = \frac{V_{am}}{V_{gm}} = 10 ;$$

$$|G| = 20 \lg 10 = 20 \text{ dB}.$$

20.7 BILAN DES PUISSANCES.

1. Sans signal d'entrée. — $V_a = V_{a0}$; $I_a = I_{a0}$.

La puissance délivrée par la haute tension est

$$P_b = V_b I_{a0} .$$

Cette puissance apparaît sous forme

— de puissance dissipée sur l'anode : $P_{a0} = V_{a0} I_{a0}$,

— de puissance Joule dans la charge : $R_a I_{a0}^2$.

Donc :

$$P_b = P_{a0} + R_a I_{a0}^2 . \tag{3}$$

2. Avec signal d'entrée.

La puissance délivrée par la source haute tension reste la même :

$$P_b = V_b I_{a0} .$$

Elle apparaît sous forme

a) de puissance dissipée sur l'anode P_a,

b) de puissance Joule dans la charge P_j :

— puissance Joule due à la composante continue : $R_a I_{a0}^2$,

— puissance Joule due à la composante sinusoïdale : $\frac{1}{2} R_a I_{am}^2$;
cette dernière est la *puissance utile* P_u.

Nous avons donc :

$$P_b = P_a + \underbrace{(R_a I_{a0}^2 + P_u)}_{P_j} . \tag{4}$$

Et en comparant (3) et (4), nous obtenons :

$$P_u = P_{a0} - P_a .$$

Conclusion :

La puissance dissipée sur l'anode est plus faible en fonctionnement qu'au repos ; la différence correspond à la puissance utile recueillie dans la charge.

Choix du point de repos. — *Puisque* $P_a < P_{a0}$, pour obtenir un fonctionnement de toute sécurité *nous devons choisir un point de repos situé au-dessous de l'hyperbole de dissipation maximale* :

$$P_a < P_{a0} \leqslant P_{a\max} .$$

Par contre, le point figuratif peut au cours de la période faire des incursions dans la région supérieure sans danger pour le tube (8.2).

Rendement anodique. — Par définition, *c'est le rapport de la puissance utile recueillie dans la charge à la puissance dissipée sur l'anode au repos* :

$$\eta = \frac{P_u}{P_{a0}} = \frac{P_{a0} - P_a}{P_{a0}} = 1 - \frac{P_a}{P_{a0}}.$$

Exemple. — 12 AU 7 dans les conditions de l'étude expérimentale ; $R_a = 20\ \text{k}\Omega$.

$I_{a0} = 4{,}6\ \text{mA}$, $V_{a0} = 158\ \text{V}$, d'où $P_{a0} = 158 \times 4{,}6 = 725\ \text{mW}$.
$I_{am} = 1\ \text{mA}$, $V_{am} = 20\ \text{V}$, d'où $P_u = \frac{1}{2} \times 20 \times 1 = 10\ \text{mW}$.

On en déduit $\eta = \frac{10}{725} = 1{,}4\ \%$; cette valeur très faible ne doit pas nous surprendre car nous faisons fonctionner ici le tube en amplificateur de tension et non en amplificateur de puissance.

20.8 IMPÉDANCE DE CHARGE RÉACTIVE.

Nous avons jusqu'ici limité notre étude au cas d'une charge R_a purement résistive. Envisageons maintenant le cas plus général d'une charge Z_a, comportant une partie active R_a et une partie réactive X_a (fig. 20-13).

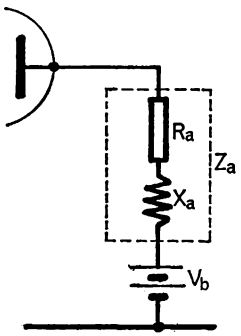


FIG. 20-13

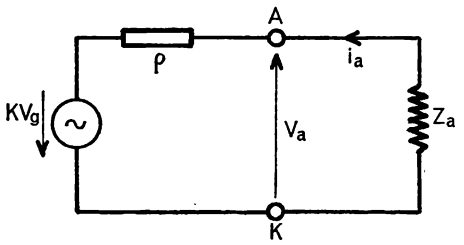


FIG. 20-14

Composantes sinusoïdales. — Le circuit équivalent au montage devient celui représenté à la figure 20-14. Le calcul de v_a et de i_a connaissant v_g et Z_a est un problème de courant alternatif (exercice 20.5). La tension de sortie n'est plus en opposition de phase avec la tension d'entrée.

L'impédance Z_a introduit un déphasage φ entre la tension à ses bornes et le courant qui la parcourt :

Pour un courant de la forme

$$i_a = I_{am} \sin \omega t$$

nous aurons une tension de la forme

$$v_a = V_{am} \sin (\omega t + \varphi)$$

avec

$$V_{am} = |Z_a| I_{am} \quad \text{et} \quad \varphi = \pi + \text{Arc tg} \frac{X_a}{R_a}.$$

Caractéristique dynamique. — Le courant et la tension anodiques ont pour valeurs instantanées :

$$I_a = I_{a0} + i_a = I_{a0} + I_{am} \sin \omega t ,$$
$$V_a = V_{a0} + v_a = V_{a0} + V_{am} \sin (\omega t + \varphi) .$$

Dans le réseau d'anode, I_a et V_a sont les coordonnées du point de fonctionnement ; les équations précédentes sont donc les équations paramétriques du lieu décrit par ce point au cours du fonctionnement. On démontre en mathématiques que **ce lieu est une ellipse,** centrée sur le point de repos M_0 (fig. 20-15) ; cette ellipse est une *caractéristique dynamique.*

Définition. — *On appelle caractéristiques dynamiques des caractéristiques en régime alternatif à impédance de charge non nulle.*

Régime continu. — Si nous supprimons le signal alternatif d'entrée, nous sommes ramenés à un fonctionnement en régime continu (chap. 9). Seule la partie active R_a de l'impédance de charge joue alors un rôle ; dans ces conditions, le lieu du point de fonctionnement est la droite de pente $-1/R_a$ passant par M_0 (fig. 20-15).

Conclusion : **Dans le cas le plus général, les caractéristiques en charge en régime alternatif (ou caractéristiques dynamiques) sont distinctes des caractéristiques en charge en régime continu.** Elles ne sont confondues que si la charge est une résistance pure.

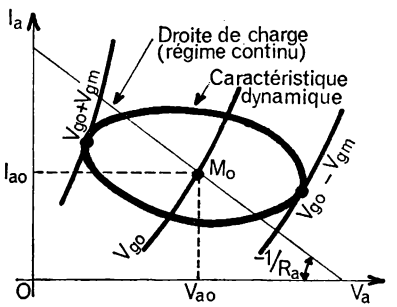


FIG. 20-15

II. PENTODE

20.9 MONTAGE CATHODE COMMUNE.

Un signal sinusoïdal $v_g = V_{gm} \sin \omega t$ est appliqué entre grille et cathode, et se retrouve amplifié entre anode et cathode (fig. 20-16).

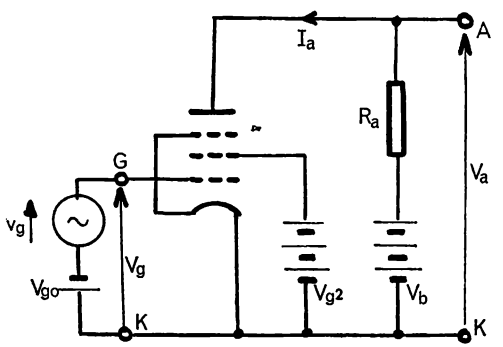


FIG. 20-16

Chacune des grandeurs électriques comporte une composante continue et une composante sinusoïdale :

$$V_g = V_{g0} + v_g$$
$$I_a = I_{a0} + i_a$$
$$V_a = V_{a0} + v_a .$$

Les valeurs des composantes continues fixent la position du point de repos M_0. Celui-ci est à l'intersection de la droite de charge et de la caractéristique statique d'anode V_{g0}.

Exemple. — EF 86 ; $V_{g0} = -2{,}5$ V ; $V_b = 300$ V ; $R_a = 50$ kΩ. Nous trouvons pour M_0 : $V_{a0} = 180$ V, $I_{a0} = 2{,}45$ mA (fig. 11-6).

20.10 AMPLIFICATION.

Etude graphique. — Elle se fait comme pour la triode.

Exemple. — EF 86 (fig. 11-6). Pour $V_{gm} = 0{,}5$ V, nous trouvons autour du point de repos défini précédemment :

— amplitude de i_a : $I_{am} = 0{,}9$ mA ;
— amplitude de v_a : $V_{am} = 45$ V, d'où $|A| = 90$.

Nous notons en réalité, l'existence d'une légère distorsion.

Le courant i_a est en phase avec la tension v_g ; le signal de sortie v_a est en *opposition de phase* avec le signal d'entrée.

Expérience. — Observer v_g et v_a à l'oscilloscope bicourbe.

Remarque : Si l'amplitude V_{gm} du signal d'attaque augmente, le point de fonctionnement quitte la partie rectiligne de la caractéristique dynamique de grille, ce qui entraîne une déformation du signal de sortie.

Etude algébrique. — Le calcul de l'amplification se fait comme pour la triode (20.4), et conduit au même résultat :

$$A = \frac{-K}{1 + \dfrac{\rho}{R_a}} .$$

Mais pour la pentode, on a le plus souvent $\rho \gg R_a$, d'où

$$A \approx \frac{-K}{\rho / R_a}$$

$$\boxed{A \approx -SR_a} .$$

Exemple. — EF 86 autour du point M_0. $S = 1{,}8$ mA/V, $R_a = 50$ kΩ ; nous retrouvons $|A| = 90$. En doublant la résistance anodique, nous obtiendrions $|A| \approx 180$.

En comparant avec la triode, nous voyons que, même à pentes égales, la pentode permet d'obtenir des amplifications bien plus élevées, ce qui explique son emploi très général dans les amplificateurs.

Circuits équivalents. — Ils sont analogues à ceux de la triode (20.5) ; cependant, compte tenu de la valeur élevée de la résistance interne, le schéma équivalent avec source de courant peut être simplifié (fig. 20-17). **Le plus souvent une pentode se comporte comme un générateur de courant :**

$$\boxed{i_a = Sv_g} .$$

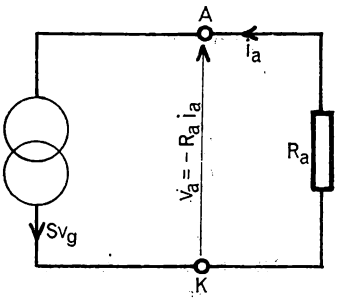


FIG. 20-17

20.11 CHARGE CONSTITUÉE PAR UN TRANSFORMATEUR (fig. 20-18).

Les tubes du type EL 84 sont très utilisés pour les étages terminaux de puissance des amplificateurs, et il arrive alors fréquemment que la charge soit constituée par un transformateur dont le primaire se trouve dans le circuit anodique et dont le secondaire alimente un haut-parleur.

— *Pour la composante continue du courant anodique.* — Le primaire n'offre qu'une résistance très faible ; la tension anodique de repos est donc très voisine de la haute tension : le point de repos M_0 est à l'intersection de la verticale d'abscisse V_b avec la caractéristique statique V_{g0}.

— *Pour la composante sinusoïdale.* — Soient R la résistance du haut-parleur et n le rapport de transformation ; on démontre que le transformateur présente entre A et B, vis-à-vis de la composante sinusoïdale, une résistance :

$$R_a = \frac{R}{n^2} .$$

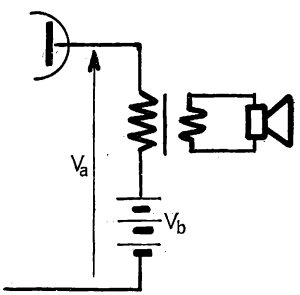


FIG. 20-18

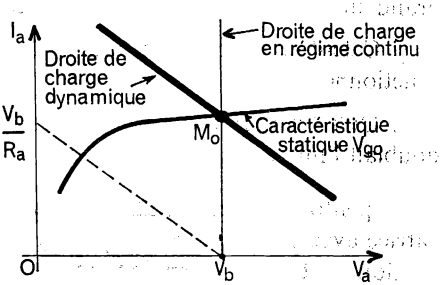


FIG. 20-19

Nous pouvons alors construire la droite de charge en régime dynamique (fig. 20-19) : elle passe par M_0 et sa pente est $-\frac{1}{R_a} = -\frac{n^2}{R}$: comparez avec la droite de charge que l'on obtiendrait (traits interrompus) pour une résistance R_a insérée *directement* dans le circuit d'anode.

EXERCICES

20.1 Reprendre l'étude graphique de l'amplification (20.3) pour une pentode EL 84 (fig. 11-7) avec $V_b = 250$ V, $V_{g2} = -250$ V, dans les trois cas suivants :

— $R_a = 2{,}5$ kΩ, $V_{g1} = -6$ V, $V_{gm} = 2$ V ;
— $R_a = 2{,}5$ kΩ, $V_{g1} = -4$ V, $V_{gm} = 4$ V,
— $R_a = 5$ kΩ, $V_{g1} = -6$ V, $V_{gm} = 4$ V.

20.2 *Classe B.* Une triode 12 AU 7 dont on donne le réseau d'anode (fig. 8-1) est montée suivant le schéma de la figure 20-1 ; $V_b = 250$ V ; $R_a = 12{,}5$ kΩ ; polarisation continue de grille $V_{g0} = -20$ V.

a) Préciser la position du point de repos.

b) On attaque la grille par une tension sinusoïdale de valeur efficace 12 V. Déterminer le lieu du point figuratif dans le réseau d'anode ; préciser les limites de ce lieu. Trouver graphiquement les formes d'ondes du courant et de la tension anodique instantanés ; comparer au signal d'entrée.

20.3 Une triode ($K = 60$, $\rho = 13$ kΩ) est montée en amplificatrice de tension suivant le montage de la figure 20-1, avec une charge $R_a = 47$ kΩ et $V_b = 250$ V. La polarisation de grille est réglée pour obtenir un courant anodique de repos égal à 2 mA.

On applique une tension d'entrée sinusoïdale de valeur efficace 1 volt et de fréquence 5 000 Hz.

a) Donner les expressions en fonction du temps des composantes sinusoïdales de la tension anodique et du courant anodique.

b) Déterminer les valeurs extrêmes atteintes par l'intensité et par la tension anodiques instantanées au cours d'une période. Donner les expressions de ces grandeurs instantanées en fonction du temps.

c) Calculer la puissance utile et la puissance anodique dissipée en cours de fonctionnement.

d) Qu'adviendrait-il si l'on doublait l'amplitude du signal d'entrée ? Si l'on doublait l'intensité anodique de repos par modification de la polarisation ?

20.4 Une pentode de pente statique S et de résistance interne ρ est montée en amplificatrice avec résistance anodique R_a. Etablir la formule exacte donnant l'amplification en tension A en fonction de S, ρ, R_a, ainsi que la formule approchée applicable si ρ est suffisamment grand. Soit A' l'amplification fournie par cette seconde formule ; étudier comment varie l'écart $A' - A$ en fonction de R_a : tracer le graphe.

Application numérique : quelle valeur limite doit-on donner à R_a pour que l'erreur relative commise sur l'amplification calculée par application de la formule approchée ne dépasse pas 5 % ?

20.5 Un tube ($S = 3$ mA/V, $\rho = 7$ kΩ) est monté en cathode commune avec une charge d'anode constituée par une inductance de 80 mH en série avec une résistance de 3 kΩ. On applique sur la grille une tension d'attaque sinusoïdale v_g de fréquence 10 kHz et d'amplitude 2 V.

a) Calculer la valeur de la haute tension permettant de fixer le point de repos à $V_{g0} = -5{,}5$ V, $V_{a0} = 200$ V, $I_{a0} = 8$ mA.

b) Etablir le schéma équivalent du montage pour les composantes alternatives. En déduire l'amplitude de la composante alternative i_a et le déphasage de i_a par rapport à v_g. Donner l'expression du courant instantané I_a en fonction du temps.

c) Calculer l'amplitude de la composante alternative v_a et le déphasage de v_a par rapport à v_g ; donner l'expression de la tension instantanée v_a en fonction du temps.

d) Calculer les puissances dissipées sur l'anode au repos et en fonctionnement.

e) Tracer dans le plan I_a, V_a les caractéristiques en charge : — en régime continu — en régime dynamique.

20.6 Les caractéristiques statiques d'une triode sont données par :

$$V_a + 20\,V_g = 3\,000\,I_a$$

V_a, tension anodique en volts,
V_g, tension de polarisation en volts,
I_a, intensité anodique en ampères.
La tension d'alimentation est 200 V et la tension fixe de polarisation − 5 V.
Un signal sinusoïdal d'amplitude 5 V est appliqué à la grille.

1° Déterminer lorsqu'un haut-parleur de résistance interne 500 Ω est placé directement dans le circuit anodique :

a) l'intensité continue,

b) la puissance fournie au haut-parleur,

c) le rendement.

(Le haut-parleur se comporte pour la fréquence du signal comme une résistance pure).

2° Mêmes questions, le haut-parleur étant alimenté par un transformateur de rapport tel que la résistance ramenée dans le circuit anodique soit deux fois la résistance interne de la triode. Tracer dans le plan I_a, V_a les droites de charge en régimes statique et dynamique.

20.7 Une pentode alimente un haut-parleur d'impédance 2,5 Ω par l'intermédiaire d'un transformateur de rapport de transformation n.

a) Schéma du montage.

b) La haute tension étant $V_b = 250$ V, calculer quelle doit être l'intensité anodique de repos pour que la puissance dissipée au repos soit 12 W.

c) En fonctionnement, la puissance utile est 3 W ; déterminer n pour que la

résistance de charge anodique du tube soit de 5 kΩ. Quelle est la puissance dissipée sur l'anode en fonctionnement ? Définir et calculer le rendement du tube.

d) Tracer la droite de charge. Calculer les valeurs extrêmes atteintes par la tension anodique en cours de fonctionnement.

20.8 *Mesure des paramètres par des méthodes dynamiques* (méthodes de *Miller*).

a) *Mesure de K* (fig. 20-20) : *G* est une source de tension alternative et *D* un détecteur de zéro *pour l'alternatif*, d'impédance interne négligeable. Expliquer le principe de cette méthode de mesure ; démontrer que $K = R_2/R_1$ au zéro de *D*.

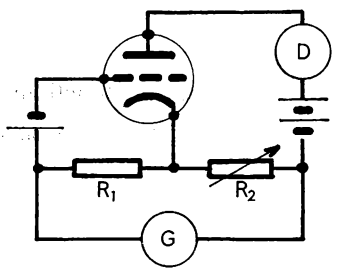


FIG. 20-20

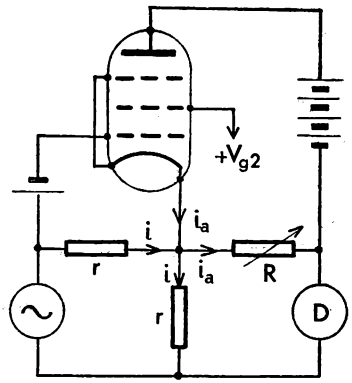


FIG. 20-21

b) *Mesure de S* : Pour mesurer la pente d'une pentode de résistance interne élevée on utilise le montage représenté à la figure 20-21. *D* est un détecteur de zéro pour les composantes alternatives qui indique le zéro pour une certaine valeur de *R* ; montrer que l'on a alors $S = 1/R$. On supposera infinie l'impédance interne de *D*.

c) *Mesure de ρ* : Dans le montage précédent on remplace la pentode par une triode ; démontrer que $\rho = R(K - 1)$ au zéro de *D*.

Application : $r = r = 10\,\Omega \pm 0{,}5\,\%$; $K = 15 \pm 2\,\%$; $R = 455\ \Omega \pm 5\ \Omega$. Calculer ρ et préciser les limites du domaine d'incertitude.

20.9 *Montage à anode commune* (fig. 20-22). Dans un tel montage le circuit d'entrée relie la grille à l'anode, le circuit de sortie la cathode à l'anode ; la charge est disposée en série avec la cathode.

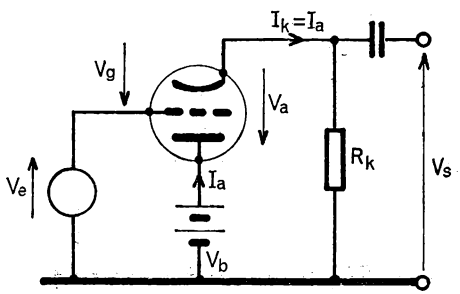


FIG. 20-22

a) Exprimer la composante alternative v_a en fonction de la tension de sortie v_s.

b) Exprimer la composante alternative v_g en fonction de v_e et v_s.

c) Etablir le schéma équivalent au montage pour les composantes alternatives.

d) A l'aide de ce schéma, calculer l'amplification en tension $A = v_s/v_e$ en fonction de R_k et des paramètres K et ρ ; interpréter le signe A.

e) Retrouver l'expression de A directement à partir de l'équation des petites amplitudes, sans passer par l'intermédiaire du circuit équivalent.

Application numérique : $K = 20$, $\rho = 15$ kΩ, $R_k = 10$ kΩ, $V_b = 300$ V. Calculer l'amplification, commenter le résultat. Tracer la droite de charge dans le plan I_a, V_a ; expliquer comment on déterminerait le point de repos si l'on disposait du réseau de Kellog du tube.

20.10 *Montage à grille commune* (fig. 20-23). Dans ce montage le circuit d'entrée relie la cathode à la grille, et le circuit de sortie l'anode à la grille ; la charge est disposée en série avec l'anode.

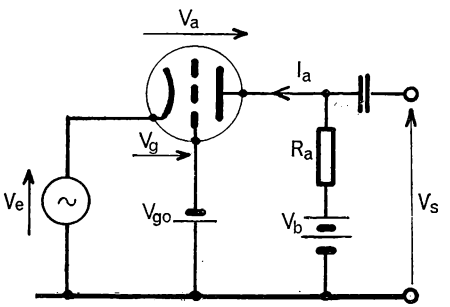


FIG. 20-23

a) Exprimer les composantes alternatives v_a et v_g en fonction de v_e et v_s.

b) En remplaçant l'espace anode-cathode du tube par son schéma équivalent, établir le circuit équivalent au montage pour les composantes alternatives.

c) A l'aide de ce circuit, calculer l'amplification $A = v_s/v_e$ en fonction de R_a, K et ρ ; interpréter le signe.

d) Retrouver l'expression de A directement à partir de l'équation des petites amplitudes.

Application numérique : $K = 20$, $\rho = 15$ kΩ, $R_a = 10$ kΩ. Calculer l'amplification ; comparer avec le résultat qu'on obtiendrait si le signal d'entrée était appliqué entre grille et masse.

Définir et calculer la résistance d'entrée du montage.

20.11 Un microphone a un niveau de sortie de − 50 dB lorsqu'on prend 1 mW pour niveau de référence. De quelle tension efficace dispose-t-on en branchant ce micro :

a) aux bornes d'une résistance pure de 25 kΩ ?

b) aux bornes du primaire d'un transformateur de rapport de transformation $n_2/n_1 = 10$, ayant son secondaire chargé par une résistance de 1 MΩ ?

20.12 *a*) Calculer le gain en décibels correspondant aux amplifications en tension suivantes :

$A = 8$; $A = 34$; $A = 127$; $A = 0{,}92$.

b) Le gain en tension d'une chaîne constituée par trois étages amplificateurs identiques montés en cascade est 78 dB ; calculer l'amplification A de chaque étage.

20.13 Une triode de puissance montée en cathode commune avec une charge R_a est attaquée par une tension sinusoïdale de valeur efficace U. Etablir l'expression de la puissance utile P_u en fonction de U, R_a et des paramètres K et ρ. Etudier la fonction $P_u(R_a)$ et tracer son graphe.

Application : $U = 20$ V, $S = 6$ mA/V, $\rho = 500\,\Omega$.

a) Déterminer les valeurs de R_a pour lesquelles on obtient une puissance utile de 1,2 W.

b) Calculer P_u maximale et la valeur correspondante de R_a.

c) En prenant $P_{u\,max}$ comme niveau de référence, tracer la courbe

$$P_u\,(\text{dB}) = f(R_a/\rho)$$

en employant une échelle logarithmique en abscisses.

20.14 On considère l'étage représenté par la figure 20-24.

$V_b = 300$ V ; $I_a = 2$ mA ; $I_{g2} = 0{,}5$ mA ; $R_3 = 50$ kΩ ; $S = 1{,}2$ mA/V ; $\rho = 1$ MΩ.

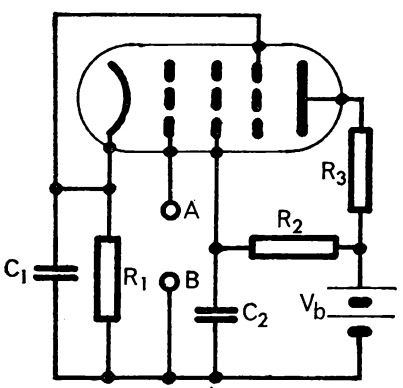


FIG. 20-24

Potentiel de l'écran par rapport à la masse = 100 V.

Potentiel de la grille de commande par rapport à la cathode = − 3 V.

a) A et B sont mis en court-circuit : calculer R_1 et R_2. On veut mesurer le potentiel de l'écran par rapport à la masse au moyen d'un voltmètre de résistance interne 2 MΩ ; quelle valeur indique-t-il sachant que le courant d'écran reste égal à 0,5 mA ?

b) On supprime le court-circuit et on applique entre A et B une D. D. P. alternative sinusoïdale de fréquence 1 000 Hz et de tension efficace E. On demande le potentiel instantané maximal de l'anode par rapport à la masse dans les deux cas suivants : $E = 0{,}1$ V ; $E = 2$ V.

c) On remplace R_3 par une inductance de 50 kΩ (à 1 000 Hz), de résistance négligeable. Pour quelle fréquence le gain sera-t-il inférieur de 3 dB à celui obtenu à 1 000 Hz ?

20.15 *Liaison RC ; courbe de réponse.* La liaison entre un étage amplificateur et le suivant se fait souvent par l'intermédiaire d'un condensateur et d'une résistance

(fig. 20-25). Il faut en outre tenir compte des capacités parasites à la sortie du premier étage et à l'entrée du second ; ces capacités sont symbolisées par C_p.

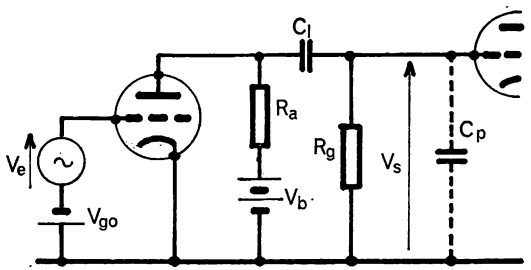


FIG. 20-25

On donne :

$$R_a = 200\ \text{k}\Omega,\ R_g = 1\ \text{M}\Omega,\ C_l = 20\ \text{nF},\ C_p = 15\ \text{pF},\ S = 1{,}85\ \text{mA/V},\ \rho = 2{,}5\ \text{M}\Omega.$$

a) Etablir le schéma de Norton équivalent au montage.

b) *Aux fréquences moyennes*, les influences de C_l et C_p peuvent être négligées : simplifier en conséquence le schéma équivalent et calculer l'amplification A_0 correspondante ; préciser le déphasage entre v_s et v_e.

c) *Aux fréquences élevées* : Quel élément peut-on négliger ? Calculer la fréquence f_h, dite fréquence de coupure haute, pour laquelle le gain subit un affaiblissement de 3 dB par rapport à sa valeur $|A_0|$. Préciser le déphasage correspondant.

d) *Aux fréquences basses* : Quel élément peut-on négliger ? Calculer la fréquence f_b, dite fréquence de coupure basse, pour laquelle le gain subit un affaiblissement de 3 dB par rapport à $|A_0|$. Préciser le déphasage correspondant.

e) Tracer à l'aide de quelques points la courbe de réponse $|A_0/A|$ (dB) en fonction de la fréquence (échelle logarithmique) et la courbe de phase.

20.16 *Résistance de cathode non découplée.* Une pentode de pente S possède une résistance interne très élevée. La polarisation de G_1 est assurée par une résistance cathodique R_K ; la résistance de charge anodique est R_a.

a) Etablir le dipôle équivalent vu des bornes de sortie, et donner l'expression de l'amplification A, lorsque R_K n'est pas découplée ; comparer avec l'amplification A_0 obtenue pour un découplage parfait.

Application numérique : $S = 4$ mA/V ; $R_K = 1\,500\ \Omega$; $R_a = 20\ \text{k}\Omega$.

b) Avec les mêmes valeurs numériques, on découple la cathode par un condensateur de 10 μF. Que devient le module d'amplification à 16 Hz, et quel est alors le déphasage de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée ; mêmes questions à 16 kHz.

20.17 Une pentode possède un facteur d'amplification grille de commande-grille écran $K_{g1g2} = 25$, et une résistance interne $\rho_{g1g2} = 16$ kΩ pour l'espace $K - G_1 - G_2$. La haute tension étant $V_b = 300$ V, on veut fixer la tension d'écran à 250 V, avec un courant d'écran égal à 5 mA ; à cet effet, on place entre la H. T. et l'écran une résistance R_{g2} découplée par une capacité C_{g2}. On demande

a) le schéma du montage ;

b) de calculer R_{g2} ;

c) le circuit équivalent au circuit d'écran ;

d) de dimensionner C_{g2} si la plus basse fréquence à transmettre est 500 Hz.

CHAPITRE 21

AMPLIFICATION PAR TRANSISTOR

Fonctionnement en charge en régime sinusoïdal

Les transistors supplantent les tubes dans la plupart de leurs applications, notamment l'amplification.

Pour une première étude de cette fonction, nous envisagerons seulement le cas du montage à émetteur commun, fonctionnant en régime sinusoïdal audio-fréquence.

21.1 ÉTUDE EXPÉRIMENTALE.

Montage émetteur commun (fig. 21-1). — Le montage ne diffère de celui de la figure 19-1 que par l'adjonction d'une source de commande sinusoïdale (générateur audiofréquence G. A. F.) en série avec la source de polarisation continue de base.

Nous distinguons :

— *Un circuit d'entrée*, reliant la base à l'émetteur.
— *Un circuit de sortie*, reliant le collecteur à l'émetteur.

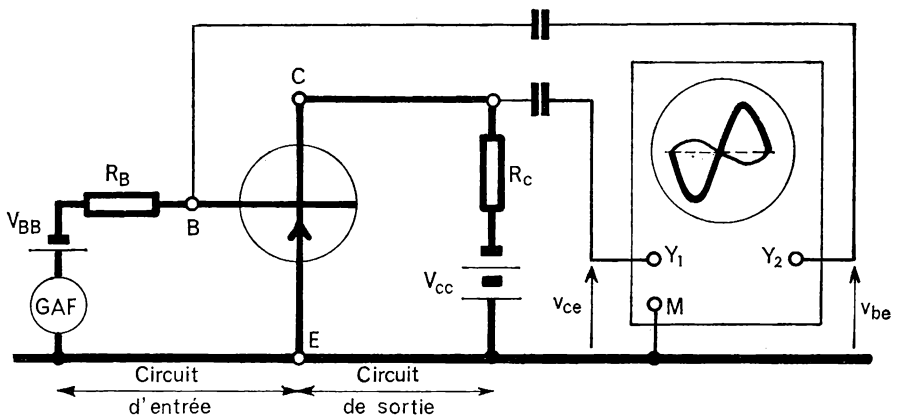


FIG. 21-1

Ces deux circuits possèdent l'émetteur comme électrode commune, d'où le nom du montage.

Nous opérons avec un transistor *PNP* type AC 125 ; $V_{CC} = 10$ V ; $R_C = 1$ kΩ ; $V_{BB} = 1{,}5$ V. Nous réglons R_B pour obtenir un courant continu de polarisation $-I_B = 30$ μA, et le G. A. F. pour qu'il délivre une tension d'amplitude 10 mV à fréquence 1 000 Hz.

Nous observons à l'oscillographe bicourbe les formes d'onde de la tension de sortie V_{CE} et de la tension d'entrée V_{BE}.

Observation. — Nous constatons la présence entre C et E d'une tension sinusoïdale

— *de même fréquence* que celle de la tension d'entrée,
— *en opposition de phase* avec celle-ci,
— *d'amplitude bien plus grande* (environ 150 fois dans nos conditions d'expérience).

Conclusion **: Le transistor monté en émetteur commun est un amplificateur de tension. Il est aussi un amplificateur de courant** (17.6) **et un amplificateur de puissance** (17.7).

21.2 SYMBOLES LITTÉRAUX.

Comme dans le cas de l'amplification par tubes, nous aurons à considérer pour les courants et les tensions :

— des composantes continues ;
— des valeurs instantanées de composantes variables ;
— des valeurs instantanées totales (composante continue + composante variable).

Nous désignerons :

— *toutes les valeurs instantanées par des lettres minuscules* ;
— *toutes les composantes continues par des lettres majuscules.*

Nous devrons en outre caractériser les grandeurs par des indices. *Nous emploierons* :

— *des indices minuscules pour les composantes variables* ;
— *des indices majuscules pour les composantes continues et les valeurs totales.*

EXEMPLES :

i_B valeur instantanée totale du courant de base,
I_B composante continue du courant de base,
i_b composante variable du courant de base.

v_{CE} valeur instantanée de la tension collecteur-émetteur,
V_{CE} composante continue de la tension collecteur-émetteur,
v_{ce} composante variable de la tension collecteur-émetteur.

21.3 COMMANDES PAR COURANT, PAR TENSION, MIXTE.

Expérience. — Modifions le montage de la figure 21-1 de façon à le rendre plus conforme aux montages rencontrés en pratique (fig. 21-2). Un condensateur C de forte capacité sépare la source de polarisation continue (V_{BB}, R_B) de la source de commande sinusoïdale (e_g, R_g) : nous pourrons ainsi faire varier la résistance R_g du générateur de commande sans modifier la polarisation continue de base.

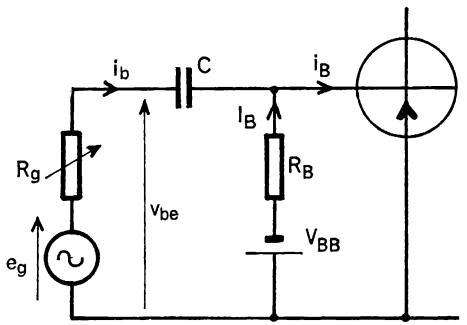


FIG. 21-2

a) R_g *de faible valeur* (quelques ohms) : pour des amplitudes assez fortes de la F. E. M. e_g de commande, nous observons à l'oscillographe une distorsion de la tension de sortie v_{ce}, tandis que la tension d'entrée v_{be} reste sinusoïdale à l'image de e_g (fig. 21-3 *a*).

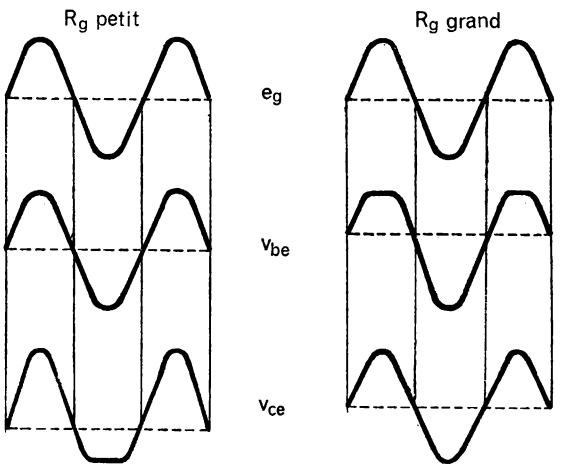


FIG. 21-3

b) R_g *de grande valeur* (plusieurs dizaines de kilohms ; notons qu'il faut maintenant augmenter l'amplitude de la tension d'attaque e_g pour comprenser la chute dans R_g) : la tension de sortie v_{ce} redevient sinusoïdale, mais il apparaît une distorsion de la tension d'entrée v_{be}, bien que le signal délivré par le G. A. F. soit toujours parfaitement sinusoïdal (fig. 21-3 *b*).

Conclusion :

L'impédance du générateur de commande influe beaucoup sur les formes d'onde des tensions d'entrée et de sortie d'un transistor.

Interprétation. — L'étude graphique (21.4) nous montrera que *ces distorsions proviennent de la courbure de la caractéristique d'entrée.*

On distingue trois grands modes de commande. — Appliquons la loi d'Ohm au circuit alternatif d'entrée (fig. 21-2) :

$$e_g = R_g\, i_b + v_{be}\,.$$

Dans cette relation e_g et R_g ont des valeurs qui dépendent uniquement du générateur de commande ; par contre v_{be} et i_b, dans le cas général, dépendent en outre de la caractéristique d'entrée du transistor.

1. ***Commande par tension.*** — Supposons R_g très petit devant la résistance d'entrée du transistor. Nous avons alors $R_g\, i_b \ll v_{be}$, d'où $v_{be} \approx e_g$: la tension d'entrée est déterminée seulement par le générateur de commande, elle ne dépend plus du transistor.

Il y a commande par tension lorsque le générateur de commande fixe la valeur de la tension d'entrée du transistor :

$$v_{be} \approx e_g\,.$$

Ce mode de commande s'obtient en utilisant un générateur de résistance très inférieure à la résistance d'entrée du transistor.

2. ***Commande par courant.*** — Supposons R_g très grand devant la résistance d'entrée du transistor. Nous avons alors $R_g\, i_b \gg v_{be}$, d'où $i_b \approx e_g/R_g$: le courant d'entrée est déterminé seulement par le générateur de commande, il ne dépend plus du transistor.

Il y a commande par courant lorsque le générateur de commande fixe la valeur du courant d'entrée du transistor :

$$i_b \approx e_g/R_g\,.$$

Ce mode de commande s'obtient en utilisant un générateur de résistance très supérieure à la résistance d'entrée du transistor.

3. ***Commande mixte.*** — Elle correspond aux cas intermédiaires, lorsque R_g et la résistance d'entrée R_e ne sont pas assez différentes pour qu'il y ait franchement commande par tension ou par courant.

Cas particulier : *commande adaptée.* Elle correspond à $R_g = R_e$; on démontre que le transistor reçoit alors le maximum de puissance du générateur (exercice 21.13).

Remarque. — Nous n'avions pas eu à faire ces distinctions pour la commande des tubes. Les tubes ne consomment pratiquement pas de courant de grille ; leur résistance d'entrée est théoriquement infinie, la commande se fait donc toujours par tension.

21.4 ÉTUDE GRAPHIQUE.

Commande par tension ($R_g \ll R_e$). — Le générateur de commande impose une *tension* d'entrée sinusoïdale, de la forme

$$v_{be} = V_{bm} \sin \omega t .$$

A ce signal alternatif s'ajoute la tension continue de polarisation V_{BE}, d'où la tension totale instantanée de base :

$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be} = V_{BE} + V_{bm} \sin \omega t .$$

Les variations de v_{BE} en fonction du temps sont représentées à la figure 21-4 *a*.

A toute valeur de v_{BE}, la caractéristique d'entrée permet de faire correspondre une valeur de i_B, donc de construire point par point le graphe des variations de i_B en fonction du temps (fig. 21-4 *b*).

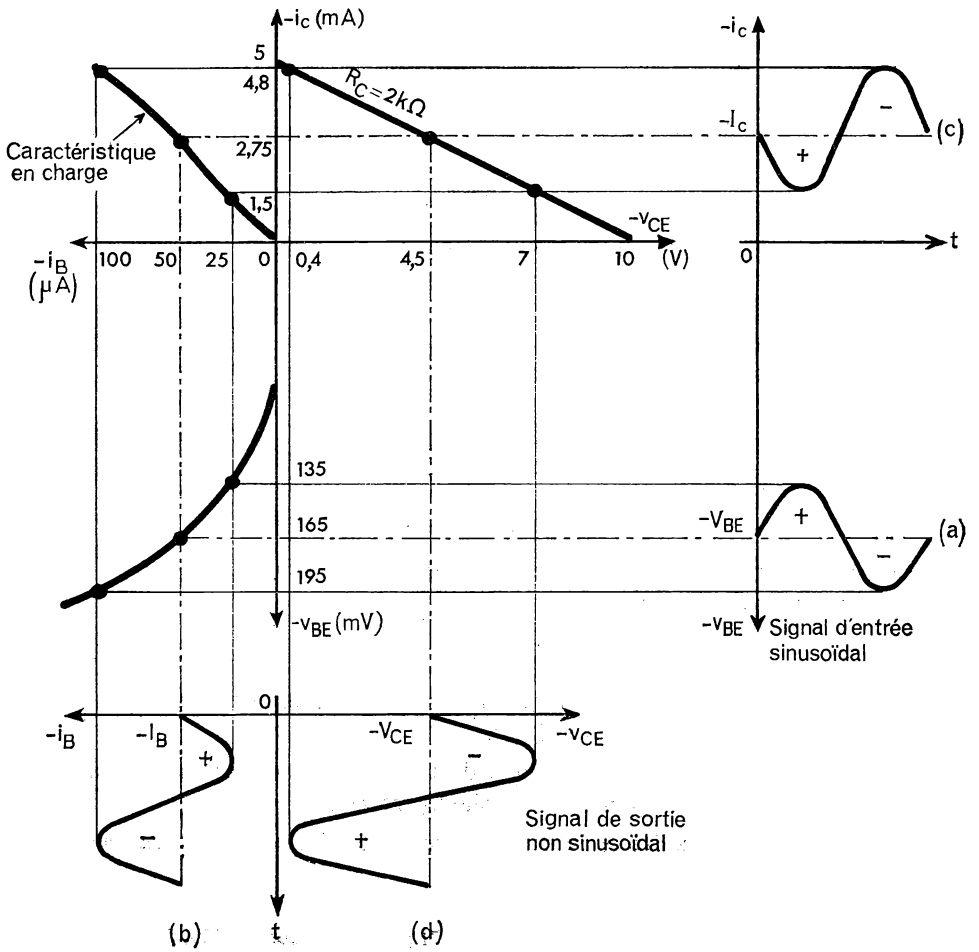


FIG. 21-4

A toute valeur de i_B, la caractéristique de transfert en courant permet de faire correspondre une valeur de i_C, donc de construire point par point le graphe des variations de i_C en fonction du temps (fig. 21-4 *c*).

A toute valeur de i_C, la droite de charge permet de faire correspondre une valeur de v_{CE}, donc de construire point par point le graphe des variations de v_{CE} en fonction du temps (fig. 21-4 *d*).

Exemple. — La figure 21-4 s'applique à un transistor OC 71 ; $V_{cc} = 10$ V ; $R_c = 2$ kΩ ; point de repos : $-V_{CE} = 4{,}5$ V, $-V_{BE} = 165$ mV, $-I_C = 2{,}75$ mA, $-I_B = 50$ µA ; amplitude de la tension d'entrée : $V_{bm} = 30$ mV.

Conclusions. — Ces constructions nous montrent que :

1. *Durant chaque période du signal d'entrée, le point de fonctionnement se déplace sur la droite de charge, sur la caractéristique du deuxième quadrant et sur celle du troisième quadrant, de part et d'autre du point de repos, entre des positions extrêmes déterminées par l'amplitude du signal d'entrée.*

2. *Par suite de la courbure de la caractéristique d'entrée, à une tension d'entrée sinusoïdale correspond un courant d'entrée non sinusoïdal* (fig. 21-4 *b*) : il y a distorsion de i_B.

3. La distorsion de i_B provoque une distorsion de i_C (fig. 21-4 *c*) et de v_{CE} (fig 21-4 *d*) : **dans une commande par tension, la forme d'onde du signal de sortie ne reproduit pas fidèlement celle du signal d'entrée.**

Signaux de faible amplitude. — L'arc de caractéristique utilisé peut alors être confondu avec sa tangente au point de repos ; *les distorsions deviennent négligeables.*

Commande par courant ($R_g \gg R_e$). — Le générateur de commande impose un *courant* d'entrée sinusoïdal, de la forme

$$i_b = I_{bm} \sin \omega t .$$

A ce signal alternatif s'ajoute l'intensité continue de polarisation I_B ; d'où le courant total instantané de base :

$$i_B = I_B + i_b = I_B + I_{bm} \sin \omega t \qquad \text{(fig. 21-5 } a\text{)}.$$

A toute valeur de i_B, la caractéristique d'entrée permet de faire correspondre une valeur de v_{BE}, d'où le graphe figure 21-5 *b*.

A toute valeur de i_B, la caractéristique de transfert en courant permet de faire correspondre une valeur de i_C, d'où le graphe figure 21-5 *c*.

A toute valeur de i_C, la droite de charge permet de faire correspondre une valeur de v_{CE}, d'où le graphe figure 21-5 *d*.

La figure 21-5 s'applique à un transistor OC 71 ; mêmes valeurs de V_{cc}, de R_c et du point de repos que précédemment ; amplitude du courant d'entrée $I_{bm} = 40$ µA.

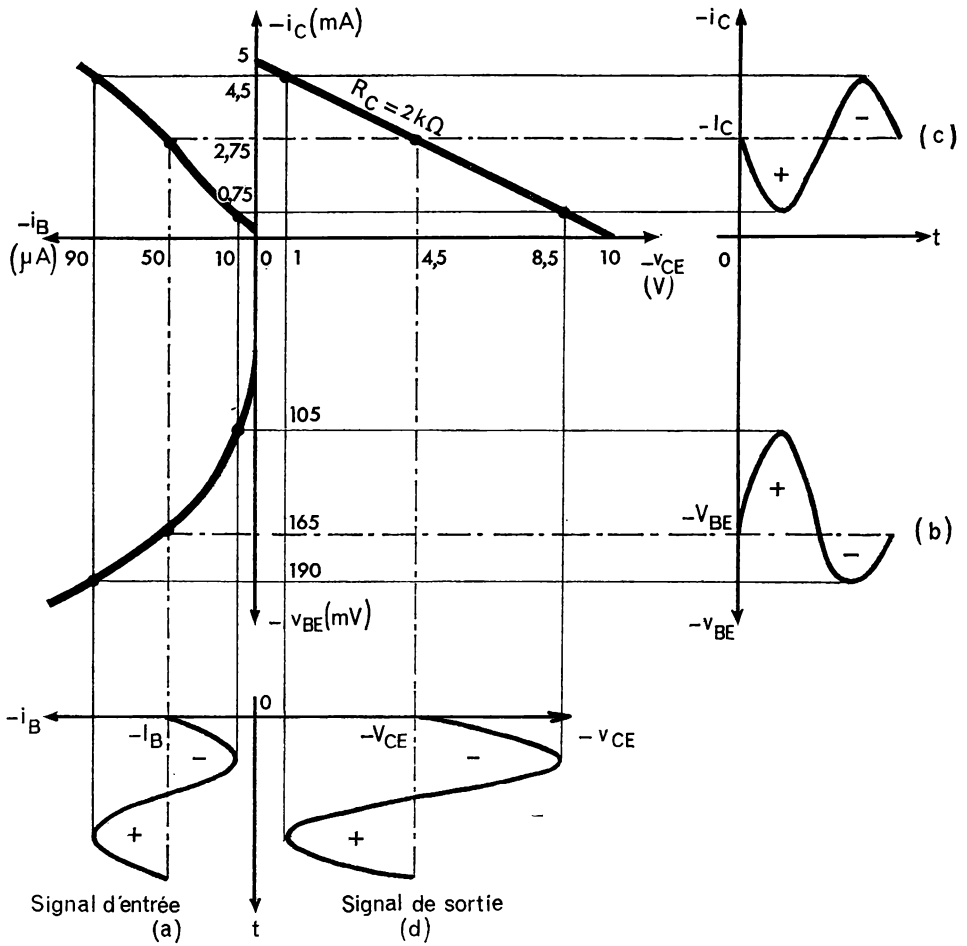


FIG. 21-5

Conclusions.

1. *Par suite de la courbure de la caractéristique d'entrée, à un courant d'entrée sinusoïdal correspond une tension d'entrée non sinusoïdale.*

2. *La caractéristique du deuxième quadrant étant presque linéaire, les formes d'onde du courant et de la tension de sortie reproduisent assez fidèlement celle du signal d'entrée i_B, même aux fortes amplitudes.*

Conséquence :

Avec les transistors de petite et moyenne puissance, il est préférable de faire une commande par courant, surtout lorsqu'on doit amplifier des signaux de forte amplitude.

Cas des transistors de puissance. — La caractéristique du deuxième quadrant présente une courbure notable (18.7). Dans ce cas, la commande par courant entraîne une distorsion de i_c et de v_{ce} ; la commande par tension peut alors devenir préférable car la distorsion provoquée par la courbure de la caractéristique d'entrée se trouve partiellement compensée par la distorsion contraire due à la courbure de la caractéristique de transfert. Pratiquement, on emploie une commande adaptée afin d'obtenir une bonne amplification en puissance.

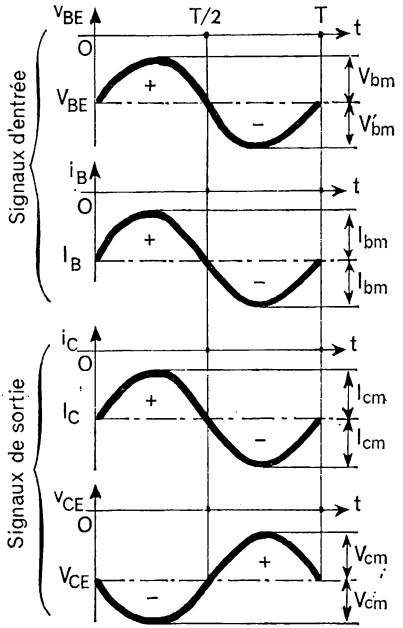


FIG. 21-6

En résumé, la figure 21-6 représente le fonctionnement du montage émetteur commun en amplificateur, pour un transistor *PNP*, dans le cas de petits signaux (distorsions négligeables).

Chaque grandeur est constituée par la superposition d'une composante continue, égale à la valeur de repos, et d'une composante sinusoïdale de même fréquence que le signal d'entrée :

$$\begin{aligned} v_{BE} &= V_{BE} + v_{be} = V_{BE} + V_{bm} \sin \omega t , \\ i_B &= I_B + i_b = I_B + I_{bm} \sin \omega t , \\ i_C &= I_C + i_c = I_C + I_{cm} \sin \omega t , \\ v_{CE} &= V_{CE} + v_{ce} = V_{CE} + V_{cm} \sin \omega t . \end{aligned}$$

La tension alternative de sortie est **en opposition de phase** *avec le signal alternatif d'entrée.*

21.5 ÉTUDE ANALYTIQUE (SIGNAUX DE PETITE AMPLITUDE).

Comme dans l'étude analytique de l'amplification par tubes (20.4), nous allons considérer les composantes sinusoïdales comme des accroissements algébriques à partir des valeurs de repos.

$$\begin{aligned} v_{be} &= v_{BE} - V_{BE} = \Delta v_{BE} , \\ i_b &= i_B - I_B = \Delta i_B , \\ i_c &= i_C - I_C = \Delta i_C , \\ v_{ce} &= v_{CE} - V_{CE} = \Delta v_{CE} . \end{aligned}$$

Les équations aux petits accroissements (18.14)

$$\begin{aligned} \Delta v_{BE} &= r \, \Delta i_B + \mu \, \Delta v_{CE} \\ \Delta i_C &= \beta \, \Delta i_B + 1/\rho \, \Delta v_{CE} \end{aligned}$$

deviennent des relations entre composantes sinusoïdales :

$$v_{be} = r i_b + \mu v_{ce} \qquad (1)$$

$$i_c = \beta i_b + v_{ce}/\rho . \qquad (2)$$

Dans ces relations, rappelons que les paramètres r, μ, β, ρ doivent être déterminés au voisinage du point de repos.

La loi d'Ohm appliquée à la charge (19.1)

$$\Delta v_{CE} = - R_c \Delta i_C$$

devient aussi une relation entre composantes sinusoïdales :

$$v_{ce} = - R_c i_c . \qquad (3)$$

Nous disposons des trois relations (1) (2) (3), à quatre inconnues : v_{be}, v_{ce}, i_b, i_c. Nous pouvons donc calculer :

— dans le cas d'une commande par tension : i_b, i_c, v_{ce} en fonction de v_{be} ;
— dans le cas d'une commande par courant : v_{be}, i_c, v_{ce} en fonction de i_b.

Exemple. — Considérons une commande par courant : $i_b = I_{bm} \sin \omega t$, et soit à calculer le courant de sortie.

En remplaçant dans (2) v_{ce} par sa valeur tirée de (3) nous obtenons

$$i_c = \beta i_b - R_c i_c/\rho ,$$

d'où

$$i_c(1 + R_c/\rho) = \beta i_b ,$$

$$i_c = \frac{\beta}{1 + R_c/\rho} i_b .$$

Et en remplaçant i_b par son expression en fonction du temps :

$$i_c = \frac{\beta I_{bm}}{1 + R_c/\rho} \sin \omega t ;$$

l'amplitude du courant de sortie est donc

$$I_{cm} = \frac{\beta}{1 + R_c/\rho} I_{bm} .$$

21.6 PARAMÈTRES HYBRIDES.

Proposons-nous de trouver une écriture plus générale des relations (1) et (2).

Affectons un indice 1 *aux grandeurs d'entrée,*
un indice 2 *aux grandeurs de sortie* ;

nous désignerons alors (fig. 21-7) :

v_{be} par v_1 ,
i_b par i_1 ,
v_{ce} par v_2 ,
i_c par i_2 .

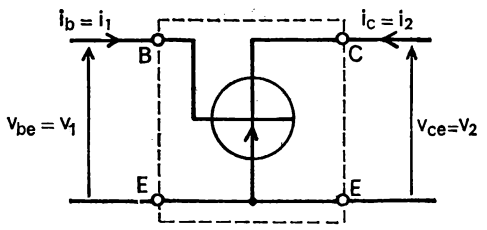


FIG. 21-7

Parmi les quatre coefficients β, μ, r, $1/\rho$:

— deux sont des rapports de transfert, nombres abstraits : β et μ,
— un est une résistance : r,
— un est une conductance : $1/\rho$.

A cause de cette hétérogénéité, ces coefficients sont appelés **paramètres hybrides.** *On les désigne par le symbole général* ***h****, et on les distingue les uns des autres par deux chiffres placés en indice* :

$$\begin{array}{ll} r = h_{11e} & \mu = h_{12e} \\ \beta = h_{21e} & 1/\rho = h_{22e} \end{array} .$$

L'indice *e* supplémentaire rappelle qu'il s'agit ici du montage émetteur commun.

Les équations aux petits accroissements prennent alors la forme dite « **équations aux paramètres hybrides** ».

$$\begin{array}{ll} v_1 = h_{11e}\, i_1 + h_{12e}\, v_2 & (1') \\ i_2 = h_{21e}\, i_1 + h_{22e}\, v_2 & (2') \end{array} .$$

Exemple. — AC 125. Dans la notice technique du fabricant, nous lisons les valeurs suivantes à — $V_{CB} = 5$ V et $I_E = 2$ mA, et à 25 °C :

$$h_{11e} = 1{,}7\ \text{k}\Omega\ ; \qquad h_{12e} = 7{,}5 \times 10^{-4}\ ; \qquad h_{21e} = 125\ ; \qquad h_{22e} = 80\ \mu\text{A/V}\ .$$

Il s'agit de valeurs nominales, susceptibles de présenter de grandes variations d'un échantillon à l'autre.

Remarques. — 1. Les équations aux paramètres hybrides sont algébriques, comme les équations aux petits accroissements.

2. Les équations aux paramètes hybrides ne doivent s'employer qu'avec des signaux de petite amplitude.

Signification physique des paramètres hybrides. — Tant que la fréquence est assez faible pour négliger l'effet des capacités parasites (17.15), la définition des paramètres h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22} et leur détermination sur les réseaux sont identiques à celles des paramètres r, μ, β, $1/\rho$.

Nous pouvons cependant compléter la signification des paramètres h en l'envisageant sous son aspect dynamique :

— *Faisons* $v_2 = 0$ *dans les équations* (1') *et* (2') ; nous obtenons :

$$h_{11} = v_1/i_1 \qquad h_{21} = i_2/v_1\ .$$

— *Faisons* $i_1 = 0$; nous obtenons :

$$h_{12} = v_1/v_2 \qquad h_{22} = i_2/v_2\ .$$

Or

$v_2 = 0$ correspond à des bornes de sortie en court-circuit pour l'alternatif (fig. 21-8 *a*) ;

$i_1 = 0$ correspond à des bornes d'entrée en circuit ouvert pour l'alternatif (fig. 21-8 *b*).

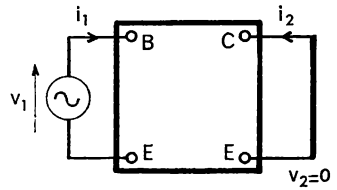


FIG. 21-8 *a*

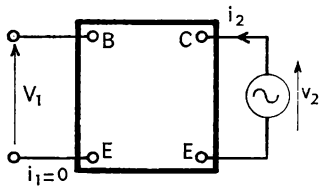


FIG. 21-8 *b*

D'où la signification des paramètres hybrides en régime dynamique :

$h_{11} = v_1/i_1$ **pour** $v_2 = 0$	h_{11} est l'impédance d'entrée pour sortie en court-circuit en alternatif.
$h_{21} = i_2/i_1$ **pour** $v_2 = 0$	h_{21} est l'amplification en courant pour sortie en court-circuit en alternatif.
$h_{12} = v_1/v_2$ **pour** $i_1 = 0$	h_{12} est le coefficient de réaction interne pour entrée en circuit ouvert en alternatif.
$h_{22} = i_2/v_2$ **pour** $i_1 = 0$	h_{22} est l'admittance de sortie pour entrée en circuit ouvert en alternatif.

21.7 CIRCUITS ÉQUIVALENTS AU MONTAGE ÉMETTEUR COMMUN.

Transistor vu des bornes d'entrée. — L'équation (1')

$$v_{be} = h_{11e}\, i_b + h_{12e}\, v_{ce}$$

nous montre que :

L'espace base-émetteur d'un transistor se comporte comme une résistance h_{11e} parcourue par le courant i_b, en série avec une source de tension $h_{12e}\, v_{ce}$ (fig. 21-9).

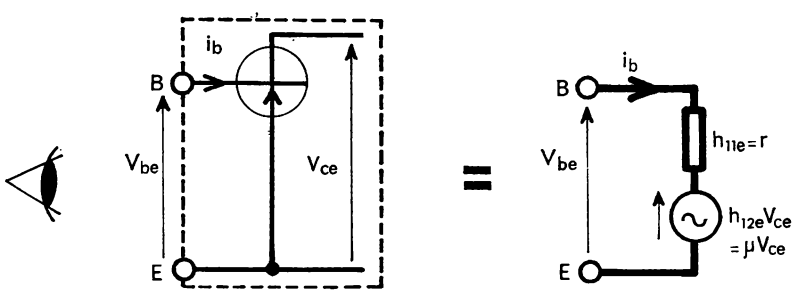


FIG. 21-9

La présence du générateur de tension $h_{12e}\, v_{ce}$ dans le circuit d'entrée traduit le phénomène de réaction interne (18.10).

Transistor vu des bornes de sortie. — Dans l'équation (2')

$$i_c = h_{21e}\, i_b + h_{22e}\, v_{ce}\,,$$

posons :

$$h_{21e}\, i_b = i'_c \qquad \text{et} \qquad h_{22e}\, v_{ce} = v_{ce}/\rho = i''_c\,.$$

Nous voyons alors que :

Le courant de collecteur d'un transistor peut être considéré comme la somme de deux courants :

— i'_c, fourni par une source de courant $h_{21e}\, i_b$;

— i''_c, fourni par la tension v_{ce} appliquée aux bornes de la résistance $\rho = 1/h_{22e}$ (fig. 21-10).

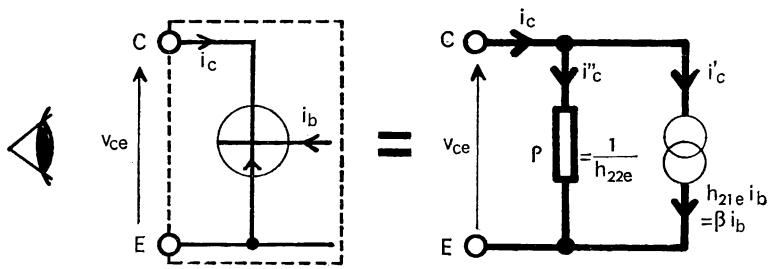


FIG. 21-10

La présence du générateur de courant $h_{21e}\, i_b$ dans le circuit de sortie traduit l'effet transistor (17.8).

La figure 21-11 donne le schéma complet équivalent au transistor monté en émetteur commun, chargé par une résistance R_c et attaqué par un générateur de commande e_g, R_g.

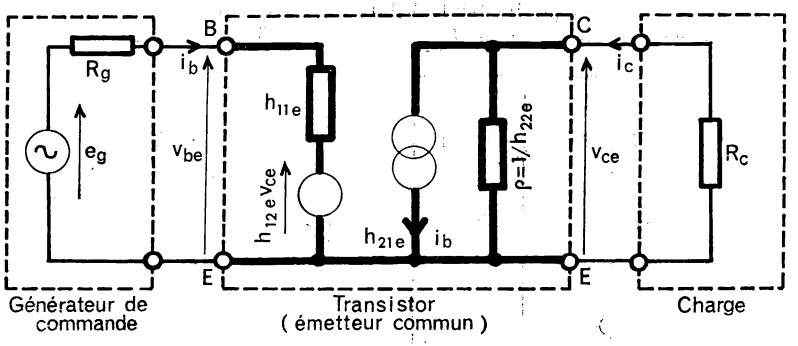


FIG. 21-11

Attention. *— Ces schémas équivalents ne doivent s'employer que pour les composantes alternatives.* C'est pourquoi les sources de polarisation continue V_{BB} et V_{cc} n'y figurent pas.

Comparaison avec les tubes. — Le circuit équivalent au transistor vu des bornes de sortie C et E présente de grandes ressemblances avec le schéma de Norton d'un tube vu des bornes A et K (20.5). Par contre nous n'avions pas eu à considérer de circuit équivalent vu des bornes d'entrée G et K parce que les tubes ne consomment pratiquement pas de courant grille.

Simplification des circuits équivalents. — Vu les faibles valeurs qu'ont couramment les paramètres h_{12e} et h_{22e}, on peut sans grande erreur les négliger dans de nombreux calculs :

$$h_{12e} \approx 0 \quad \Rightarrow \quad v_1 \approx h_{11e}\, i_1 ,$$
$$h_{22e} \approx 0 \quad \Rightarrow \quad i_2 \approx h_{21e}\, i_1 .$$

D'où le schéma équivalent simplifié (fig. 21-12).

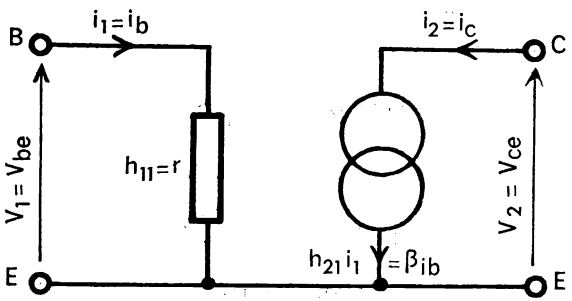


FIG. 21-12

21.8 AMPLIFICATIONS EN COURANT, EN TENSION, EN PUISSANCE.

Définition.

— *L'amplification en courant est le rapport du courant de sortie au courant d'entrée* :

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} .$$

— *L'amplification en tension est le rapport de la tension de sortie à la tension d'entrée* :

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = \frac{\Delta v_{CE}}{\Delta v_{BE}} .$$

— *L'amplification en puissance est le rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée* :

$$\boxed{A_p = \frac{P_2}{P_1}} .$$

Gains en décibels (20.6).

$$G_i\,(\text{dB}) = 20 \lg |A_i| ; \qquad G_v\,(\text{dB}) = 20 \lg |A_v| ;$$
$$G_p\,(\text{dB}) = 10 \lg A_p .$$

Relation entre les trois amplifications. — Lorsque la charge est une résistance pure, on a :

$P_2 = V_2 I_2$, V_2 et I_2 étant les valeurs efficaces de la tension et du courant alternatifs de sortie ;

$P_1 = V_1 I_1$, V_1 et I_1 étant les valeurs efficaces de la tension et du courant alternatifs d'entrée ;

d'où

$$A_p = \frac{V_2 I_2}{V_1 I_1} = \frac{V_2}{V_1} \times \frac{I_2}{I_1},$$

soit

$$\boxed{A_p = |A_v| . |A_i|} .$$

Calcul de A_i (montage émetteur commun).

Calcul simplifié. — En négligeant h_{22e} dans (2'), nous obtenons $i_2 \approx h_{21e} i_1$, d'où

$$\boxed{A_i \approx h_{21e} = \beta} .$$

Calcul rigoureux. — Il a déjà été fait en exemple au paragraphe 21.5 ; nous avions obtenu :

$$\frac{i_c}{i_b} = \frac{\beta}{1 + R_c/\rho},$$

soit

$$\boxed{A_i = \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e} R_c}} .$$

Exemple. — AC 125. Au point $I_E = 2$ mA, — $V_{CB} = 5$ V, le fabricant donne $h_{21e} = 125$, $h_{22e} = 80$ µA/V ; avec une charge $R_c = 2{,}5$ kΩ, nous aurons :

$$A_i = \frac{125}{1 + (80 \times 10^{-6} \times 2{,}5 \times 10^3)} = 104 .$$

Calcul de A_v (montage émetteur commun).

Calcul simplifié — Nous pouvons raisonner sur le schéma équivalent de la figure 21-12.

Dans le circuit de sortie : $v_{ce} = -R_c i_c = -R_c(\beta i_b)$,
dans le circuit d'entrée : $v_{be} = r i_b$,

d'où

$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -\frac{\beta}{r} R_c ;$$

et en tenant compte de la relation entre β, r et la pente S (18.13) :

$$\boxed{A_v \approx -SR_c} .$$

Cette expression est identique à celle qui donne l'amplification d'une pentode.

Calcul rigoureux. — Il se fait en résolvant le système des équations (1') (2') (3).

Tirons i_2 de (3) et reportons sa valeur dans (2) :

$$-v_2/R_c = h_{21} i_1 + h_{22} v_2 .$$

Tirons i_1 de cette nouvelle équation et reportons sa valeur dans (1) :

$$v_1 = h_{11}[-v_2(h_{22} + 1/R_c)/h_{21}] + h_{12} v_2 .$$

D'où

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = h_{21}/(h_{12} h_{21} - h_{11} h_{22} - h_{11}/R_c) .$$

Posons

$$\Delta h_e = h_{11e} h_{22e} - h_{12e} h_{21e} ;$$

nous aboutissons à :

$$\boxed{A_v = \frac{-h_{21e} R_c}{h_{11e} + R_c \Delta h_e}} .$$

Le signe moins rappelle qu'il y a opposition de phase entre les tensions de sortie et d'entrée.

Exemple. — AC 125 ; $h_{11e} = 1{,}7$ kΩ, $h_{21e} = 125$, $h_{12e} = 7{,}5 \times 10^{-4}$, $h_{22e} = 80$ µA/V ;

$$\Delta h_e = 1{,}7 \times 10^3 \times 80 \times 10^{-6} - 7{,}5 \times 10^{-4} \times 125 = 0{,}042 .$$

Avec une charge $R_c = 2{,}5$ kΩ, nous aurons :

$$A_v = \frac{-125 \times 2{,}5}{1{,}7 + (2{,}5 \times 0{,}042)} = 173 .$$

Nous avions calculé précédemment $A_i = 104$, nous en déduisons l'amplification en puissance :

$$A_p = 173 \times 104 \approx 18\,000 .$$

Détermination graphique de A_v (fig. 21-13). — Le point de fonctionnement se déplace sur la caractéristique d'entrée entre deux positions limites ; la variation Δv_{BE} correspondante se lit sur l'axe des tensions du troisième quadrant. Les lignes de rappel aboutissant à la droite de charge donnent la variation Δv_{CE}, lue sur l'axe des tensions du premier quadrant.

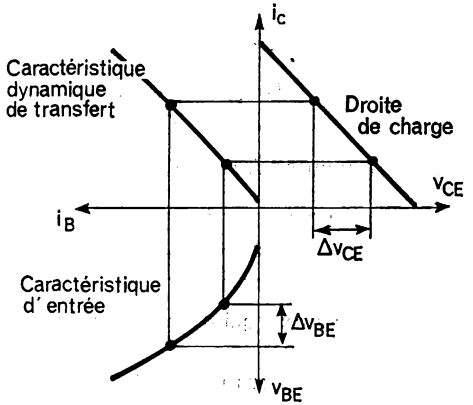


FIG. 21-13

21.9 BILAN DES PUISSANCES.

Il est analogue à celui des tubes (20.7).

Au repos. — $v_{CE} = V_{CE}$, $i_C = I_C$.

La puissance délivrée par la source d'alimentation continue du collecteur

$$P_b = V_{CC} I_C$$

apparaît sous forme de :

— puissance dissipée sur le collecteur : $P_{c0} = V_{CE} I_C$,

— puissance Joule dans la charge : $R_c I_C^2$.

Donc :

$$P_b = P_{c0} + R_c I_C^2. \tag{4}$$

Avec signal. — La puissance P_b apparaît maintenant sous forme de :

— puissance dissipée sur le collecteur : P_c,

— puissance Joule dans la charge, due aux composantes continue et sinusoïdale :

$$R_c I_C^2 + \tfrac{1}{2} R_c I_{cm}^2.$$

Donc :

$$P_b = P_c + R_c I_C^2 + \tfrac{1}{2} R_c I_{cm}^2. \tag{5}$$

La puissance Joule due à la composante sinusoïdale constitue la puissance utile P_u.

Par comparaison de (4) et (5) nous obtenons :

$$P_u = P_{c0} - P_c .$$

La puissance dissipée sur le collecteur est plus faible avec signal qu'au repos. La différence correspond à la puissance utile recueillie dans la charge.

Le point de repos doit être placé au-dessous de l'hyperbole de dissipation maximale, de façon à avoir :

$$P_c < P_{c0} \leqslant P_{c\,\max} .$$

EXERCICES

21.1 Reprendre l'étude graphique de l'amplification (21.4) dans le cas d'un transistor *NPN* (fig. 18-24), puis résumer le fonctionnement par une figure analogue à la figure 21-6.

21.2 Un transistor AC 125 dont on donne les réseaux (fig. 18-19) est monté en amplificateur à émetteur commun (fig. 21-2) avec $V_{cc} = 10$ V, $R_c = 1$ kΩ, $V_{BB} = 1{,}5$ V. Le générateur de commande a pour F. E. M. $e_g = E_m \sin(2\pi \times 10^3 t)$.

a) Tracer la droite de charge dans le réseau de sortie ; calculer la valeur de R_B pour placer le point de repos au milieu de cette droite ; déterminer les valeurs des paramètres hybrides autour de ce point.

b) On prend $R_g = 50$ kΩ, $E_m = 1$ V. Montrer qu'il y a commande par courant. Donner l'expression du courant instantané total de base. Déterminer graphiquement les formes d'ondes du courant et de la tension de collecteur ; établir par le calcul les expressions de ces grandeurs en fonction du temps.

c) E_m et R_g conservant les valeurs précédentes, que devient le signal de sortie pour $R_B = 25$ kΩ ? pour $R_B = 150$ kΩ ?

d) R_B reprenant la valeur calculée en *a*, que devient le signal de sortie si l'on double l'amplitude de e_g ?

21.3 Un transistor 2 N 526 (réseaux fig. 18-21) est monté suivant le schéma de la figure 21.14.

A. *Etude du fonctionnement statique.* On donne $P_{c\,\max} = 220$ mW, $V_{CE} = -10$ V, $R_E = 50\,\Omega$; résistance équivalente à R_1 et R_2 en parallèle : $R_B = 15$ kΩ ; résistance du primaire du transformateur négligeable.

Ecrire l'équation de V_{CE} en fonction de I_c, I_B, U_0 et R_E ; faire ensuite les approximations justifiées. Déterminer les valeurs de I_C, I_B, U_0 et V_{BE} pour que le point de repos soit sur l'hyperbole de dissipation maximale. Calculer les valeurs à attribuer à R_1 et R_2.

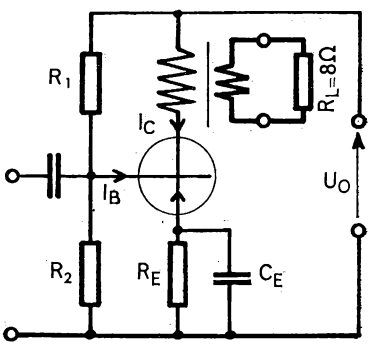


FIG. 21-14

B. *Etude graphique du fonctionnement dynamique.* Tracer sur le réseau de sortie la droite de charge statique et le point de repos. Mettre en place la droite de charge dynamique permettant de recueillir la puissance utile optimale ; en déduire le rapport de transformation et le rendement. Déterminer l'amplitude du courant alternatif de base nécessaire pour un fonctionnement à modulation complète.

21.4 Soit un transistor AC 125 monté en émetteur commun (fig. 21-15), et dont les réseaux sont fournis par la figure 18-19. Dans le montage, $R_e = 800\ \Omega$ symbolise la résistance d'entrée d'un second étage, le condensateur de liaison C_L présente une impédance négligeable à la fréquence de travail ; $V_{cc} = 6$ V.

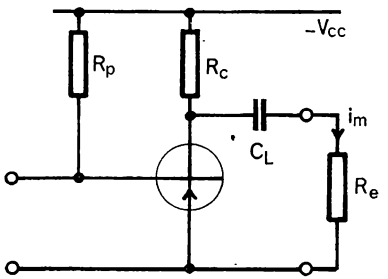


FIG. 21-15

a) En choisissant le point de repos au milieu de la droite de charge statique et correspondant à un courant collecteur de 3 mA, calculer les valeurs de R_c et R_p (on négligera la tension de déchet).

b) Tracer la droite de charge dynamique.

c) On désire avoir un signal de sortie d'amplitude $I_m = 1{,}4$ mA ; trouver graphiquement l'amplitude de courant base nécessaire et l'amplification en tension.

d) Quelles sont les valeurs des paramètres hybrides au point de fonctionnement ?

21.5 ***Droite de polarisation et droite d'attaque.*** — On considère le montage pratique de la figure 21.2.

A. *Composantes continues* : Etablir l'équation $V_{BE}(I_B)$ de la droite de polarisation ; tracer cette droite dans le 3e quadrant des réseaux, et y préciser la position du point de repos en supposant connue la caractéristique d'entrée.

B. *Grandeurs instantanées* :

a) Etablir une relation entre v_{BE}, i_B, V_{BE}, I_B, e_g et R_g.

b) Le point de repos (V_{BE}, I_B) étant fixé, montrer que le point figuratif de l'état instantané de fonctionnement dans le 3e quadrant se trouve sur une droite, dite droite d'attaque ; préciser la pente de cette droite et son ordonnée à l'origine.

c) Tracer la droite d'attaque pour $e_g = 0$; préciser son point d'intersection avec la droite de polarisation et son ordonnée à l'origine.

d) e_g est une F. E. M. sinusoïdale de la forme $E_m \sin \omega t$. Décrire les déplacements de la droite d'attaque au cours du temps ; en déduire les déplacements du point figuratif sur la caractéristique d'entrée.

C. *Application* : transistor ASZ 17 ; $V_{cc} = 20$ V, $R_c = 5\ \Omega$; $I_B = -60$ mA ; e_g (volts) $= 0{,}25 \sin \omega t$; $R_g = 2{,}5\ \Omega$.

Placer le point de repos dans les trois quadrants des réseaux (fig. 18-20). Tracer la droite de charge dans le premier quadrant. Tracer dans le troisième quadrant

les droites d'attaque correspondant aux instants $t = 0$, $t = T/4$, $t = T/2$, $t = 3\,T/4$, $t = T$. En déduire les amplitudes crête à crête :

— de la tension base-émetteur,
— du courant base,
— du courant collecteur,
— de la tension collecteur-émetteur.

21.6 *Méthodes dynamiques de mesure des paramètres hybrides.*

a) Mesure de h_{11e} (fig. 21-16) : R_g et R_B sont des résistances fixes choisies de telle sorte que $R_g \gg R_B \gg h_{11e}$.

Rappeler la signification physique du paramètre h_{11} ; expliquer le principe de cette méthode de mesure.

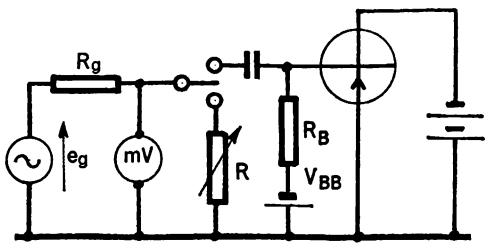


FIG. 21-16

b) Mesure de h_{21e} (fig. 21-17) : R_g, R_B, R et r_c sont des résistances fixes choisies de telle sorte que $R_g \gg R_B \gg h_{11e}$, $r \ll R$, $r_c \ll 1/h_{22e}$.

Rappeler la signification physique du paramètre h_{21}. Expliquer le principe de cette méthode de mesure ; montrer que si R_g, R et r_c vérifient une certaine relation l'égalité des deux indications du millivoltmètre correspond à $r = h_{21e}$.

c) Mesure de h_{22e} (fig. 21-18) : On choisit $R_B \gg h_{11e}$. Rappeler la signification physique du paramètre h_{22e} ; expliquer le principe de cette méthode de mesure.

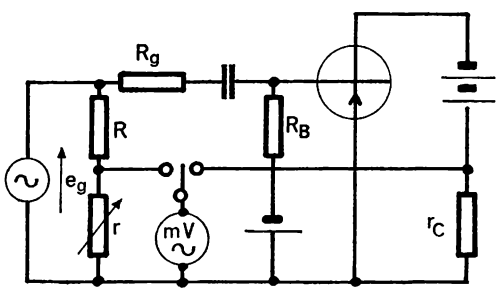


FIG. 21-17

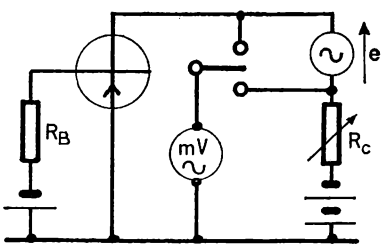


FIG. 21-18

21.7 ***Résistance d'entrée.*** On considère un transistor monté en émetteur commun (fig. 21-1) :

a) Définir sa résistance d'entrée R_e pour les composantes alternatives.

b) Calculer R_e en fonction des paramètres hybrides et de la charge ; montrer que $R_e \approx h_{11e}$.

Application numérique : $h_{11e} = 2{,}2$ kΩ ; $h_{21e} = 70$; $h_{12e} = 10^{-3}$; $h_{22e} = 25$ μA/V.

c) On considère maintenant le montage pratique de la figure 21-2 ; déterminer la résistance d'entrée de ce montage pour les composantes alternatives.

Application numérique : $R_B = 10$ kΩ.

21.8 Un amplificateur à transistor de charge R_L présente une résistance dynamique d'entrée R_e. Etablir les relations existant entre :

— A_i, A_v, R_e, R_L ;
— A_i, A_p, R_e, R_L ;
— A_v, A_p, R_e, R_L.

21.9 Lorsqu'un transistor de paramètres hybrides h_{11e}, h_{12e}, h_{21e}, h_{22e} est monté en amplificateur à émetteur commun, les grandeurs A_i, A_v, A_p, R_e sont des fonctions de la charge R_L. Etudier ces fonctions.

Application numérique : $h_{11e} = 800$ Ω ; $h_{12e} = 4 \times 10^{-4}$; $h_{21e} = 40$; $h_{22e} = 50$ μA/V. Tracer les graphes

$$A_i \text{ (dB)} = f(R_L),\ A_v \text{ (dB)} = f(R_L) \text{ et } A_p \text{ (dB)} = f(R_L),$$

en prenant une échelle logarithmique en abscisses.

21.10 ***Montages base commune (B. C.) et collecteur commun (C. C.).*** Un transistor dont on donne les paramètres hybrides h_e en émetteur commun est monté successivement en montages *E. C.*, *B. C.* et *C. C.*, avec le même point de repos et la même charge R_L à chaque fois.

a) *Montage B. C.* : Définir et exprimer les paramètres hybrides h_b en fonction des h_e (on pourra se reporter à l'exercice 18.8). Exprimer les amplifications en courant et en tension et la résistance d'entrée du montage en fonction des h_b et de R_L, puis des h_e et de R_L.

b) *Montage C. C.* : Définir et exprimer les paramètres h_c en fonction des h_e (voir exercice 18.9). Exprimer A_i, A_v, R_e en fonction des h_c et de R_L, puis des h_e et de R_L.

c) *Application numérique* : $h_{11e} = 2$ kΩ, $h_{21e} = 120$, $h_{22e} = 10^{-4}$ A/V, $h_{12e} = 0$, $R_L = 1$ kΩ. Comparer les valeurs de A_i, A_v, A_p et R_e pour les 3 montages ; interpréter les signes de A_i et A_v. Conclure.

21.11 On désigne par v_1 et i_1 les grandeurs d'entrée d'un transistor, v_2 et i_2 les grandeurs de sortie. Les paramètres hybrides ont pour valeurs : $h_{11} = 2 \times 10^3$ Ω, $h_{22} = 10^{-4}$ A/V, $h_{21} = 110$, $h_{12} = 0$; et la charge : $R_2 = 10^3$ Ω.

a) Calculer la résistance d'entrée $R_1 = v_1/i_1$, l'amplification en tension $A_v = v_2/v_1$, l'amplification en courant $A_i = i_2/i_1$.

b) L'amplification en puissance est définie comme égale au rapport de la puissance dépensée dans R_2 à celle dépensée dans R_1 ; la calculer dans les conditions ci-dessus.

Quelle valeur de R_2 donnerait à A_p sa valeur maximale ? Quelle perte exprimée en dB représente alors l'emploi de $R_2 = 1\,000\,\Omega$?

21.12 ***Adaptation de puissance.***

a) Un transistor dont on donne les paramètres hybrides est chargé par une résistance R_L. Déterminer la valeur de R_L pour laquelle l'amplification en puissance du transistor est maximale ; quelle est alors sa résistance d'entrée R_e ?

b) Un générateur de F. E. M. sinusoïdale $e_g = E_m \sin \omega t$ et de résistance R_g débite sur une résistance R. Déterminer la valeur de R_g pour laquelle le générateur fournit une puissance maximale à R.

c) Le générateur e_g, R_g attaque le transistor chargé par R_L. A l'aide des résultats des questions précédentes, déterminer en fonction des paramètres hybrides les valeurs de R_g et de R_L (dites *valeurs optimales*) pour lesquelles, à E_m constant, la charge reçoit la puissance maximale.

Application numérique : $h_{11} = 1\ \text{k}\Omega$, $h_{21} = 100$, $h_{22} = 10^{-4}$ A/V, $h_{12} = 0$ calculer $R_{g\ \text{opt}}$, $R_{L\ \text{opt}}$ et $A_{p\ \text{max}}$.

21.13 Un transistor monté en émetteur commun présente une contre-réaction interne négligeable ($h_{12e} = 0$). Partant des équations aux paramètres hybrides, établir une expression de la tension de sortie v_2 en fonction de la tension d'entrée v_1 et du courant de sortie i_2. En déduire un nouveau schéma équivalent au transistor vu des bornes de sortie ; comparer avec le schéma de Norton d'un tube (20.5).

Application : Le transistor est chargé par une résistance R_L ; exprimer l'amplification en tension A_v en fonction de la pente S, de la résistance de sortie ρ et de R_L, et comparer avec le tube.

21.14 *Fréquences de coupure.* Deux transistors identiques sont montés en cascade pour constituer un amplificateur à deux étages à liaison *RC* (fig. 21-19). On

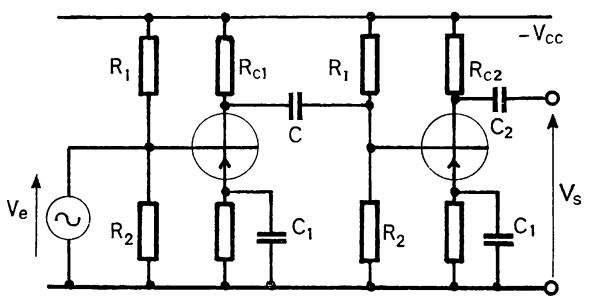


FIG. 21-19

adopte pour chacun d'eux le schéma équivalent de la figure 21-20, dans lequel C_{be} représente la capacité parasite de la jonction *BE* (17.15).

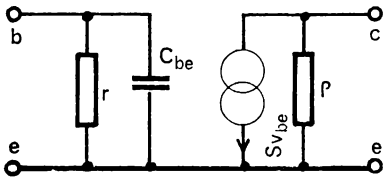


FIG. 21-20

a) Montrer que ce schéma peut se déduire des circuits équivalents à paramètres hybrides (21.7).

b) Etablir le schéma équivalent à l'ensemble des deux étages pour les composantes alternatives.

c) On donne $R_{c1} = R_{c2} = 1\ \text{k}\Omega$, $C_{be} = 400\ \text{pF}$, $r = 2\,500\ \Omega$, $\rho = 20\ \text{k}\Omega$, $S = 40\ \text{mA/V}$, et on suppose R_1, R_2, C_1 et C_2 très grands. Calculer la fréquence f_h, appelée *fréquence de coupure haute*, pour laquelle le gain en tension V_s/V_e est réduit de 3 dB par rapport à sa valeur aux fréquences moyennes.

d) On donne $C = 10\ \mu\text{F}$. Calculer la fréquence f_b, appelée fréquence de coupure basse, pour laquelle le gain en tension est réduit de 3 dB par rapport à sa valeur aux fréquences moyennes; pour ce calcul on négligera l'influence de C_{be}.

21.15 ***Résistance d'émetteur non découplée.*** Un transistor monté suivant le schéma de la figure 21-21 travaille au point moyen $|V_{CE}| = 5\ \text{V}$, $|I_C| = 1\ \text{mA}$. On adopte dans ces conditions le circuit équivalent simplifié de la figure 21-12 avec $h_{11e} = 3\ \text{k}\Omega$ et $h_{21e} = 125$.

a) Calculer R_E sachant que $R_c = 3\ \text{k}\Omega$ et $V_{cc} = 9\ \text{V}$; on admettra $|V_{BE}| \approx 0$ et $|I_C| \approx |I_E|$. Tracer la droite de charge $I_C(V_{CE})$ et y placer le point de repos.

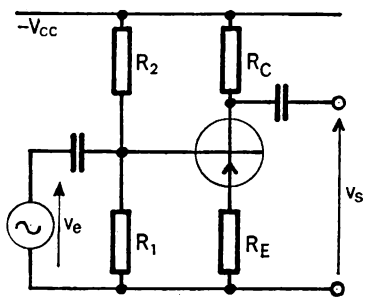


FIG. 21-21

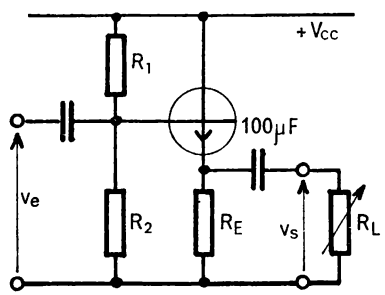


FIG. 21-22

b) Etablir le schéma équivalent du montage ; calculer son amplification en tension A_v et sa résistance d'entrée R_e (sans tenir compte de R_1 et R_2).

c) On place un condensateur d'impédance négligeable à la fréquence de travail en parallèle avec R_E. Tracer les droites de charge statique et dynamique. Calculer l'amplification en tension A_{v0} et la résistance d'entrée R_{e0} ; établir les relations approchées :

$$A_v = \frac{A_{v0}}{1 + SR_E}, \quad R_e = R_{e0}(1 + SR_E).$$

d) On donne $R_2 = 220\ \text{k}\Omega$; calculer R_1 et les nouvelles valeurs des résistances d'entrée.

21.16 *Etage à collecteur commun.* Un transistor *NPN* travaille autour d'un point moyen imposé :

$$V_{BE} = 90 \text{ mV} ; \quad V_{CE} = 5{,}5 \text{ V} ; \quad I_C = 0{,}25 \text{ mA} ;$$

avec

$$h_{11e} = 5{,}6 \text{ k}\Omega \qquad \text{et} \qquad h_{21e} = 55 .$$

Il est montré en collecteur commun suivant le schéma de figure 21-22, avec $R_E = 11$ kΩ et $R_1 = 47$ kΩ ; R_L est une résistance de charge réglable.

a) Calculer V_{cc} et R_2.

b) Tracer les droites de charge dans le réseau de sortie en régime statique et en régime dynamique ($R_L = 9$ kΩ).

c) Sachant que le transistor peut être représenté par le schéma équivalent simplifié de la figure 21-12, établir le schéma équivalent du montage pour les composantes alternatives.

d) En déduire les expressions de l'amplification en tension $A_v = v_s/v_e$ et de la résistance d'entrée de l'étage.

Application numérique : $R_L = 9$ kΩ. Comparer aux résultats qu'on aurait obtenu avec un montage à émetteur commun.

21.17 *Montage cascade.* On associe un transistor T_1 monté en émetteur commun et un transistor T_2 monté en base commune suivant le schéma de la figure 21-23.

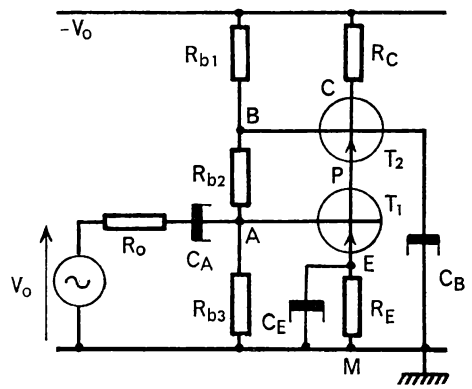


FIG. 21-23

T_1 et T_2 sont identiques ; leur point de repos commun est défini par

$$|V_{CE}| = 8 \text{ V} , \quad |I_C| = 16 \text{ mA} , \quad |I_B| = 120 \text{ µA} , \quad |V_{BE}| = 0{,}15 \text{ V} .$$

On donne $R_c = 500\ \Omega$, $R_E = 50\ \Omega$, $R_{b3} = 5$ kΩ, $R_0 = 1$ kΩ.

Les trois condensateurs C_A, C_E, C_B sont des courts-circuits pour la fréquence 1 000 Hz.

On pourra considérer comme égaux les courants d'émetteur et de collecteur de chaque transistor.

A. *Etude statique* :

a) Calculer les potentiels de repos des points E, P, C, A, B par rapport à la masse, ainsi que la tension U_0 nécessaire.

b) Calculer, en tenant compte des courants de base, l'intensité qui parcourt les trois résistances R_b, puis la valeur à donner à R_{b1} et R_{b2}.

B. *Etude dynamique.* La source V_0, R_0 permet de mesurer des tensions sinusoïdales en A (tension v_1 d'entrée), en C (tension v_2 de sortie), et en P (tension v_3 intermédiaire) ; toutes ces tensions sont mesurées par rapport à la masse.

Sachant que $h_{11e} = 400\ \Omega$ et $h_{21e} = 120$, trouver :

a) Pour le transistor T_2 : la résistance d'entrée R_{e2} (vue de T_1) ; l'amplification en courant A_{i2} ; l'amplification en tension A_{v2}.

b) Pour le transistor T_1 : R_{e1}, A_{i1}, A_{v1}.

c) Pour le montage global, pris entre A et C : l'amplification en courant A_i, l'amplification en tension A_v, la tension efficace à ne pas dépasser à l'entrée A.

PROBLÈMES D'EXAMENS

E.1 A. *On se propose d'étudier le montage grille à la masse* représenté par la figure *E*-1.

a) Calculer en appliquant l'équation caractéristique de la triode, équation dite des petites amplitudes, le gain $A_2 = V_s/V_e$ du montage.

b) Calculer l'impédance d'entrée Z_e, définie par le rapport V_e/I_e.

c) Application numérique : triode 12 AU 7 ; $\mu = 16$; $\rho = 8$ kΩ. $R_2 = 20$ kΩ, $R_K = 3$ kΩ.

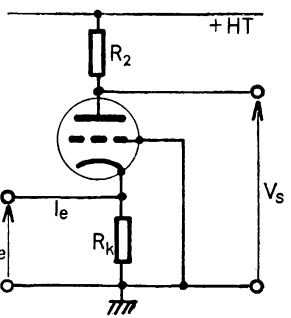


FIG. E-1

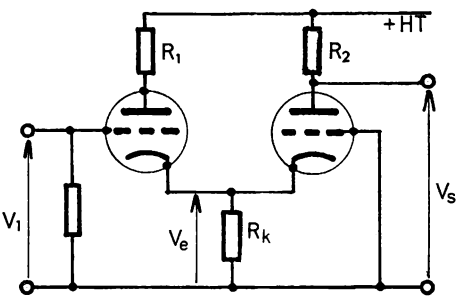


FIG. E-2

B. *On associe cet étage à un premier étage* conformément à la figure *E*-2 ; les triodes sont identiques.

a) Quelle est l'impédance vue entre cathode du premier tube et masse quand on regarde vers le second tube ?

b) Calculer l'amplification du premier étage $A_1 = V_e/V_1$.

c) De *A.a* et *B.b* déduire l'amplification globale $A = V_s/V_1$.

d) Application numérique : $R_1 = 20$ kΩ.

(Partie du B. T. 1966 Electronique.)

E.2 ***Etude d'un étage amplificateur à transistor.***

A. ETUDE EN CONTINU. Voir figure *E*-3 et ses notations. Le transistor *NPN* a son point de repos défini par $V_{CE} = 6$ V, $I_C = 1$ mA ; il en résulte que $V_{BE} = 0{,}1$ V et $I_B = 10$ μA ; $h_{21} = \beta = 100$; $R_E = 4$ kΩ ; $R_c = 5$ kΩ.

Déduire de ces indications :

a) la tension d'alimentation V_{cc} ;

b) les valeurs R_B et E_B du générateur équivalent au circuit de polarisation de base (fig. *E*-4) sachant que pour des raisons de stabilité thermique on s'impose la valeur de la résistance équivalente à R_1 et R_2 en parallèle égale à 15 kΩ ;

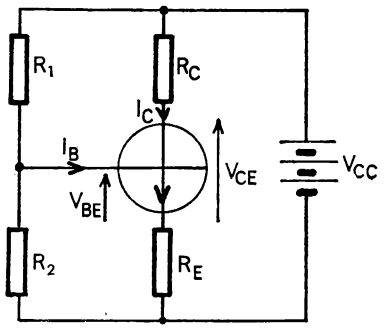


FIG. E-3

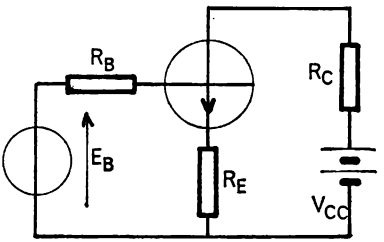


FIG. E-4

c) les valeurs de R_1 et R_2.

B. ETUDE EN ALTERNATIF. La source de tension alternative est définie par sa F. E. M. de valeur efficace E, sa résistance interne R_g, sa fréquence 1 kHz. Les condensateurs de liaisons et de découplage peuvent être considérés comme des courts-circuits à cette fréquence.

B.1. *Propriétés générales du transistor considéré aux faibles signaux comme un quadripôle* (fig. *E*-5) défini par ses paramètres hybrides :

$$v_1 = h_{11}\, i_1 + h_{12}\, v_2 \qquad i_2 = h_{21}\, i_1 + h_{22}\, v_2 \,.$$

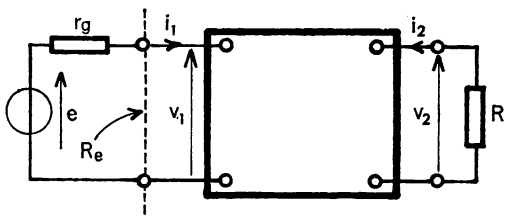


FIG. E-5

a) La résistance de charge étant R, calculer la résistance d'entrée $R_e = v_1/i_1$ en fonction de R et des paramètres h.

b) Que représentent v_1, i_1, v_2, i_2 dans le cas d'un montage émetteur commun ? Répondre seulement par un schéma représentant le transistor à l'intérieur du quadripôle.

c) Si l'on suppose que $h_{12} = h_{22} = 0$, que devient la résistance d'entrée R_e ? Calculer le gain en tension $A = v_2/v_1$.

B.2 *Etude de l'étage amplificateur* (fig. *E*-6). Il s'agit de l'étage étudié en courant continu, auquel ont été ajoutés :

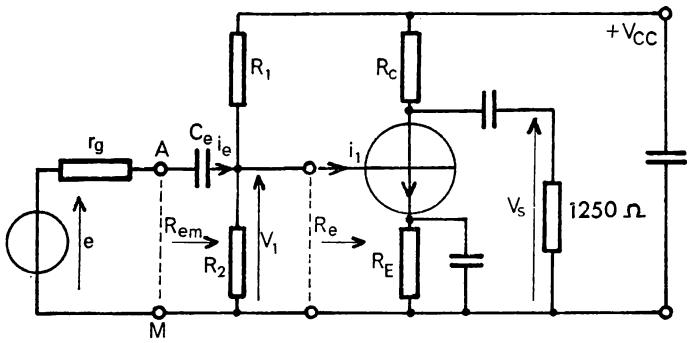


FIG. E-6

— quatre condensateurs, court-circuits pour le signal alternatif,

— une résistance de 1 250 Ω représentant la résistance d'entrée des étages suivants,

— le générateur de tension E, R_g déjà défini.

Connaissant de plus $h_{11e} = 2{,}5$ kΩ $h_{21e} = 100$, $h_{12e} = h_{22e} = 0$, $R_g = 1$ kΩ, $R_c = 5$ kΩ, calculer :

a) la résistance de charge totale R du transistor ;

b) le gain en tension A ;

c) la résistance d'entrée R_e vue de la base du transistor ;

d) celle R_{em} du montage, vue des bornes d'entrée AM.

e) Exprimer le gain composite en tension $A_c = v_s/e$ en fonction de A, R_g, R_{em} ; valeur ?

f) La F. E. M. *e* conservant la même valeur efficace mais sa fréquence valant maintenant 30 Hz, calculer la valeur à donner au condensateur d'entrée C_1 pour que la nouvelle tension de sortie soit de 3 dB inférieure à celle qui existait à 1 kHz. On admettra que les autres condensateurs se comportent toujours comme des courts-circuits.

(B. T. 1967 Electronique ; Académies de : Amiens-Lille-Nancy-Reims.)

Imprimé en France. — Imprimerie JOUVE, 12, rue de Tournon, PARIS (6e)
Dépôt légal : N° 5798 2e — trimestre 1968

ALGÈBRE DE BOOLE

Schémas électriques. Automatismes
Classes de 1re B.Tn.

PAR

R. CLÉMENT **F. DEGOULANCE**

284 pages 16 x 24, avec 442 figures et 74 tableaux. 1968. Cartonné ..... **22** F (**22,62** F)

LEÇONS D'ÉLECTRICITÉ

Classes de 1re B. Tn.
Préparation au baccalauréat de technicien (construction mécanique)

PAR **J. NEY**
REFONDU PAR **G. LOUIS**

*480 pages 14 x 22, avec 423 figures. *9e édition.* 1968. Cartonné ..... **18,80** F (**19,33** F)

PROBLÈMES ÉLÉMENTAIRES D'ÉLECTRICITÉ

avec réponses
Lycées techniques, collèges d'enseignement technique
formation professionnelle; préparation au baccalauréat de technicien

PAR

A. TRANCHART **R. CHASSINAT**

*324 pages 16 x 25, avec 230 figures. *6e édition* (revue et augmentée d'un choix de problèmes non résolus). 1967. Cartonné ..... **15,80** F (**16,25** F)

DES MÊMES AUTEURS

TRAVAUX PRATIQUES D'ÉLECTRICITÉ

TOME I - *Courant continu et alternatif. Classes de 2e T, 1re B.T.n., 1res C, D et E, lycées, C.E.T. ; formation professionnelle.* 120 pages 16 x 25, avec 104 figures. 1968.
Broché ..... **9,60** F (**9,87** F)
TOME II - *Electronique et machines. Classes terminales B. T. n.* 112 pages 16 x 25.
Broché ..... A paraître en juin 1968.

** Ouvrages inscrits sur la liste des manuels adoptés par les écoles de la Ville de Paris.*

DUNOD ÉDITEUR, 92, RUE BONAPARTE - PARIS-6e - 326-99-15